PRACTICAS DE ELECTRONICA

1. Semiconductores básicos: diodo y transistor

C. Angulo, A. Muñoz, J. Pareja

SERIE: ELECTRONICA

Contenido

Prólogo VI
Presentación 2

1. El diodo: estudio del componente 3
2. Rectificadores 13
3. Filtros 21
4. Limitadores 26
5. Fijadores de nivel 31
6. El diodo zéner 38
7. El transistor: estudio del componente 51
8. Polarizaciones y estabilización 64
9. Amplificación (Configuración E.C.) 77
10. Configuraciones B.C. y C.C. 94
11. Conmutación 106
12. Fuentes de alimentación estabilizadas 117
13. Fuentes de alimentación regulables 125
14. Fuente de alimentación con circuito integrado 134
15. Acoplamiento entre etapas (*RC* y directo) 141
16. Amplificadores de potencia. Clase *A* y clase *B* 158
17. Amplificador de baja frecuencia completo 171
18. Amplificador de baja frecuencia con circuito integrado 181
19. Osciladores de radiofrecuencia: Colpitts y Hartley 186
20. Oscilador *RC* desplazamiento de fase 194
21. Oscilador a cristal 199
22. Multivibrador astable 206
23. Multivibrador monoestable 213
24. Multivibrador biestable 218
25. Generador de diente de sierra (d.d.s.) 223
26. Disparador de Schmitt 229
27. Temporizadores básicos 234
28. El circuito integrado 555 247
29. Circuito de aplicación de semiconductores básicos 255

Apéndice 1 259

Apéndice 2 262

Prólogo

La adecuación de un programa de formación técnico-profesional a las demandas de la industria requiere una continua revisión del mismo, que hace necesario un esfuerzo añadido a la labor cotidiana de quienes imparten este tipo de enseñanzas. Así, va surgiendo una considerable documentación que justifica la realización de este texto, sobre todo si se tiene en cuenta que las publicaciones existentes no se adaptan a este nivel educativo, pues, o son simples manuales de circuitos electrónicos para aplicaciones concretas, o no abarcan el programa que, de forma generalizada, se imparte en la mayoría de los centros.

La obra está dirigida hacia el ámbito de la Formación Profesional, en ambos grados, y en cualquiera de las especialidades de la rama de Electricidad/Electrónica, el Bachillerato Técnico y los Módulos Profesionales; y es igualmente aplicable en cursos de formación de empresas, autodidactas y como medio de adaptación para alumnos que, proviniendo de enseñanzas no profesionales, accedan a carreras técnicas. Todo ello sin más requisito que el conocimiento de las leyes eléctricas básicas, componentes pasivos elementales (resistencias, bobinas y condensadores) y manejo de instrumentos básicos de laboratorio, como polímetro, generador y osciloscopio.

El contenido abarca los componentes y circuitos fundamentales en Electrónica Analógica, dejando para otro volumen el estudio de los circuitos digitales, cubriendo así la casi totalidad de las materias impartidas en la formación básica de técnicos electrónicos. La obra completa constará de tres libros: los dos primeros, sobre circuitos analógicos, y un tercero, sobre circuitos digitales.

Este primer libro, *Semiconductores básicos: diodo y transistor*, aborda el estudio del primero como componente y sus aplicaciones inmediatas en rectificadores, fijadores de nivel y recortadores, y su variante el diodo zéner. De forma análoga, se incluye el estudio del transistor, sus polarizaciones, configuraciones y aplicaciones básicas, como amplificador y conmutador.

Una vez conocidos diodo y transistor y la forma adecuada de tratarlos, se estudian los circuitos o dispositivos fundamentales: las fuentes de alimentación y el tratamiento específico de los amplificadores de baja frecuencia. De forma paralela, se realizan las funciones análogas mediante el empleo de circuitos integrados, para establecer comparaciones e introducirse en el empleo de dichos circuitos, debido a su amplia difusión y a las ventajas que presentan frente a los componentes discretos. Posteriormente se estudian los osciladores senoidales básicos, tanto en radiofrecuencia como de baja frecuencia.

Bajo el subtítulo de «multivibradores» se analizan dichos circuitos, para finalizar con «otros generadores», como el diente de sierra y el disparador de Schmitt.

El segundo libro abordará principalmente «Otros componentes y aplicaciones» y «Amplificadores operacionales». En el bloque de «Otros componentes y aplicaciones» se desarrollarán los contenidos de aquellos componentes que, aunque no son menos importantes, ocupan un segundo plano frente a diodos y transistores; de esta forma, se ven los transistores de efecto de campo, resistencias no lineales, tiristor, componentes optoelectrónicos, etc., poniendo de manifiesto cuándo y cómo deben ser aplicados en función de sus características propias.

Nuevamente se presenta un circuito integrado (el 555) que enlaza directamente con los temporizadores, y posteriormente se incluye el control de potencia, mediante tiristores y triacs, y los componentes y circuitos asociados al gobierno de dichos elementos de control.

El bloque de «Amplificadores operacionales» trata sobre este componente y sus aplicaciones como tales amplificadores, circuitos aritméticos y otros, basados en la no linealidad de los componentes asociados. Todo ello apoyado en la utilización del OP-AMP 741, por ser el más significativo de dicha familia de componentes.

Para dar aplicación a los conocimientos adquiridos se ha incluido como práctica final de cada uno de los libros, o de los bloques temáticos, un «circuito de aplicación»; así, se muestran ejemplos de aplicación para cubrir necesidades concretas, y también se incluyen circuitos básicos en sistemas complejos donde han de cumplir misiones específicas.

El esquema general de este libro expone los conocimientos de una forma progresiva, justificando el enlace de unas prácticas con otras y dejando de manifiesto los inconvenientes que pudieran presentar determinados componentes o dispositivos para, posteriormente, encontrar la forma de solucionarlos o de evitarlos. Bajo esta perspectiva se enfoca la estructura de cada práctica.

La «Introducción» enlaza con lo estudiado anteriormente y/o justifica la utilización del componente o circuito en cuestión. En la «Descripción básica» se realiza una exposición genérica sobre las características principales, ofreciendo una visión de conjunto y utilizando el análisis teórico estrictamente necesario, para una vez en el «Funcionamiento» observar el comportamiento detallado y la misión concreta de cada componente o parte, poniendo de manifiesto, además, las restricciones que impone el llevar a la práctica cualquier modelo teórico y que, por otra parte, han de ser tenidas en cuenta para la obtención de resultados satisfactorios.

En las «Consideraciones generales» se detallan aquellos aspectos que por su naturaleza o importancia merecen ser tratados de forma independiente o, para no interrumpir, por su inclusión, exposiciones que se desarrollan de forma continuada. El «Proceso operativo» recoge con detalle los pasos a seguir para el estudio práctico y análisis experimental de cada circuito o componente, incluyendo, de forma general, la realización de medidas y observaciones para su posterior discusión y contraste con los supuestos teóricos.

Las «Cuestiones» sirven de auto-test, y en las «Conclusiones» se incluyen de forma breve los conceptos básicos que han debido ser asimilados al finalizar cada práctica. La «Información adicional» se incluye en aquellas prácticas en las que un componente aparece por primera vez, y es una reseña de fácil y rápida consulta de las características más significativas de dicho componente.

Las gráficas son un apoyo de las exposiciones teóricas y ofrecen una visión global de

las evoluciones de las tensiones o corrientes, resultando una predicción de aquellos resultados prácticos que se habrán de obtener posteriormente. Los esquemas eléctricos se dividen en dos grupos: modelos teóricos y modelos prácticos. Los primeros sirven de ayuda a las explicaciones, mientras que los segundos son los que se han de llevar al desarrollo práctico, cumpliendo requisitos importantes, tales como:

- Inclusión *in situ* de los componentes e instrumentos a utilizar, habiéndose elegido los que tienen una amplia difusión y son de fácil adquisición, y el instrumental de laboratorio más básico posible.
- Márgenes de funcionamiento amplios, para evitar situaciones críticas que hagan inestable su comportamiento. Para ello se ha optado por la inclusión generosa de potenciómetros de ajuste a fin de conseguir con mayor facilidad las condiciones de trabajo requeridas.
- Todos los circuitos han sido sometidos a los pasos descritos en el proceso operativo, aun teniendo la certeza de que estos funcionaban correctamente y en las condiciones previstas.

Las tablas incluidas son modelos para la recogida ordenada de los datos y resultados obtenidos en el proceso operativo, para su posterior evaluación o comparación con otros supuestos.

Se ha insistido a lo largo de la obra en la consulta de los catálogos de información facilitados por el fabricante, pues nadie puede ofrecer mejor y más completa información sobre un componente que quien lo fabrica, y, por otra parte, en respetar las especificaciones máximas en ellos incluidas. Teniendo en cuenta ambas consideraciones, se obtiene la primera garantía de conseguir circuitos fiables y de vida previsiblemente larga.

Los circuitos propuestos para el desarrollo práctico son válidos y adecuados; no obstante, pueden ser sustituidos por otros de similares características, en función de la elección razonada por parte de quien tome tal decisión.

Sólo nos queda manifestar nuestro agradecimiento a todas aquellas personas que han hecho posible la culminación del proyecto, mediante su ayuda, consejos y tolerancia y, especialmente, a los alumnos, pues sin ellos no es posible el «aprender enseñando».

Finalmente, queremos mostrar también nuestro reconocimiento a Philips Components, Compañía de Productos Electrónicos Copresa, S. A., por habernos autorizado la utilización de algunos datos de sus Data handbooks y a la revista *Miniwatt*.

Los autores

CLASIFICACION
de las Prácticas sobre
Semiconductores básicos: diodo y transistor

El diodo semiconductor

1. El diodo: estudio del componente
2. Rectificadores
3. Filtros
4. Limitadores
5. Fijadores de nivel
6. El diodo zéner

El transistor

7. El transistor: estudio del componente
8. Polarización y estabilización
9. Amplificación (Configuración E.C.)
10. Configuraciones B.C. y C.C.
11. Conmutación

Fuentes de alimentación

12. Fuentes de alimentación estabilizadas
13. Fuentes de alimentación regulables
14. Fuente de alimentación con circuito integrado

Amplificador de B.F.

15. Acoplamiento entre etapas (*RC* y directo)
16. Amplificadores de potencia. Clase *A* y clase *B*
17. Amplificador de baja frecuencia completo
18. Amplificador de baja frecuencia con circuito integrado

Osciladores senoidales

19. Osciladores de radiofrecuencia: Colpitts y Hartley
20. Oscilador *RC* desplazamiento de fase
21. Oscilador a cristal

Multivibradores

22. Multivibrador astable
23. Multivibrador monoestable
24. Multivibrador biestable

Otros generadores

25. Generador de diente de sierra (d.d.s.)
26. Disparador de Schmitt

Temporizadores

27. Temporizadores básicos
28. El circuito integrado 555
29. Circuito de aplicación de semiconductores básicos

Presentación

Supuestos unos conocimientos básicos sobre corrientes eléctricas, sus leyes y teoremas fundamentales, así como del comportamiento de componentes pasivos (resistencias, bobinas y condensadores) y el manejo de instrumental básico de laboratorio, abordamos el estudio del diodo como componente y sus efectos sobre señales eléctricas para modificarlas, aprovechando sus características como interruptor y/o elemento unidireccional. A continuación, como variación del diodo, tratamos la función del diodo zéner en la regulación de tensión y limitador. Después nos introducimos en el análisis del transistor y su inclusión, en condiciones adecuadas, en circuitos de amplificación, fuentes de alimentación y osciladores.

Todo lo anterior tiene su finalidad justificada en la formación de unos bloques fundamentales que componen la estructura básica encontrada en cualquier sistema más complejo. Como demostración se realiza un circuito de aplicación compuesto por esos bloques.

Utilizamos componentes de uso generalizado como: diodo 1N4007, zéner de la serie BZY88, transistores BC107, BC548, BC559, BD137 y 2N3055 y circuitos integrados de la serie 78XX y TD1011.

Para la realización práctica nos hemos servido de una fuente de alimentación estabilizada con salida regulable de 0 a 30 voltios (2 amperios), osciloscopio de doble canal y generador de baja frecuencia o de funciones.

Bibliografía

BAILEY, F. J.: *Introducción de los semiconductores*. Gustavo Gili, Barcelona, 1982.

COWLES, I. G.: *Proyecto de circuitos con semiconductores*. Gustavo Gili, Barcelona, 1974.

MALVINO, A. P.: *Principios de electrónica*. 3.ª ed., McGraw-Hill, México, 1986.

MILLMAN, J., y HALKIAS, C. C.: *Electrónica integrada*. 3.ª ed., Hispano Europea, Barcelona, 1980.

Revista *Miniwatt:* Vol. 19, núm. 4, abril, 1980. Compañía de productos electrónicos COPRESA, Sociedad Anónima, Barcelona.

PHILIPS Data Handbooks: Serie Roja (semiconductors) Diodes (Book S1, Part 1), 1980. Low-Frecuency power transistors and modules (Book S4a), 1986. Small-signal transistors (Book S3), 1988. PHILIPS, Holanda.

SGS Data Handbook: «Voltage regulators, Op-Amp, Comparators». 1.ª ed., SGS, Italia, 1983.

PRACTICA 1

El diodo: estudio del componente

1.1. INTRODUCCION

A partir de los tres componentes básicos (resistencias, condensadores e inductancias) surge la necesidad de nuevos dispositivos para el control de la corriente eléctrica y así se descubren las propiedades de los semiconductores, mediado el siglo XIX (1833 y 39 por Faraday y Becquerel), no comenzando su utilización práctica hasta el siglo XX, después de la Segunda Guerra Mundial (1948, en los laboratorios Bell Telephone).

En un principio, estos elementos adquieren una serie de ventajas respecto a sus precursores (válvulas o tubos de vacío) en el tratamiento de señales: espacio más reducido, mayor resistencia mecánica y mayor vida de funcionamiento. Al mismo tiempo presentaban los inconvenientes de ser más sensibles a los cambios de temperatura y no conseguir potencias muy elevadas.

Por continuas investigaciones, los semiconductores van ampliando su campo de aplicación frente a las válvulas, hasta el punto de que en la electrónica actual se han hecho imprescindibles y sustituyen a éstas casi por completo.

Nos disponemos, pues, a abordar el estudio del **diodo semiconductor** como componente aislado, para, posteriormente, incluirlo en circuitos donde podamos aprovechar sus cualidades o características.

Para esto requeriremos un esbozo previo del fundamento de los semiconductores, que es la base no sólo del diodo, sino de otros muchos componentes electrónicos.

1.2. DESCRIPCION BASICA

La mayor parte de las sustancias sólidas presentan sus moléculas ordenadas en forma de figuras geométricas llamadas cristales, que son características para cada una.

Los átomos que integran esas moléculas pueden estar unidos de tres formas:

- Enlace iónico (iones unidos por fuerzas de naturaleza electrostática).
- Enlace covalente (comparten pares de electrones).
- Enlace metálico (comparten los electrones libres entre todos los átomos).

Según las teorías de Bohr y de Sommerfeld sobre la estructura atómica, podemos imaginar la distribución de los electrones en diferentes capas y subniveles alrededor del núcleo.

Aquellos electrones que están más próximos al núcleo tienen una misma energía y están agrupados en la llamada **banda saturada (B.S.)**. Existe otra zona más separada del núcleo llamada **banda de valencia (B.V.)**, en la que los electrones son semilibres, y, finalmente, la zona más alejada, en la que los electrones tienen la energía suficiente para moverse por el cuerpo y formar la denominada **banda de conducción (B.C.).**

Entre las bandas citadas hay unas zonas desprovistas de electrones llamadas **bandas prohibidas (B.P.).** Todo esto se representa esquemáticamente en la Figura 1.1.

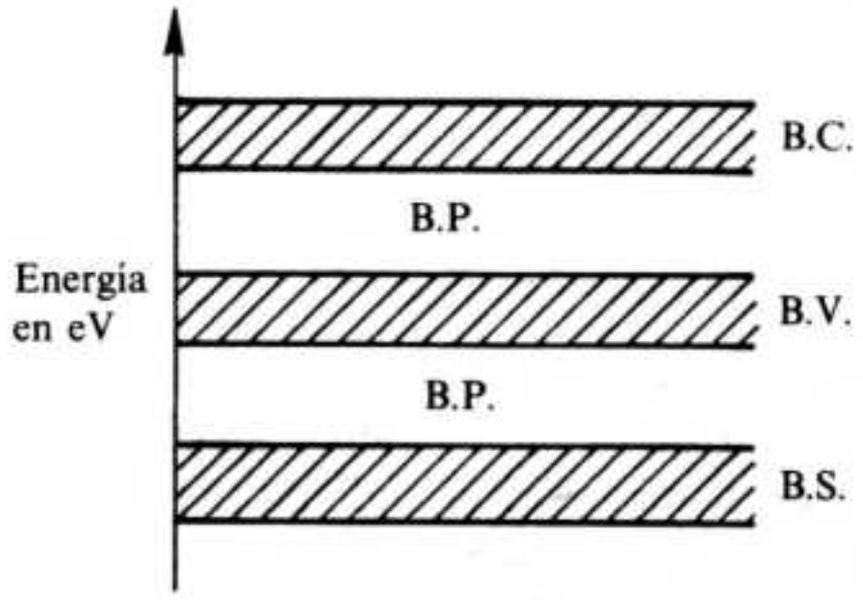
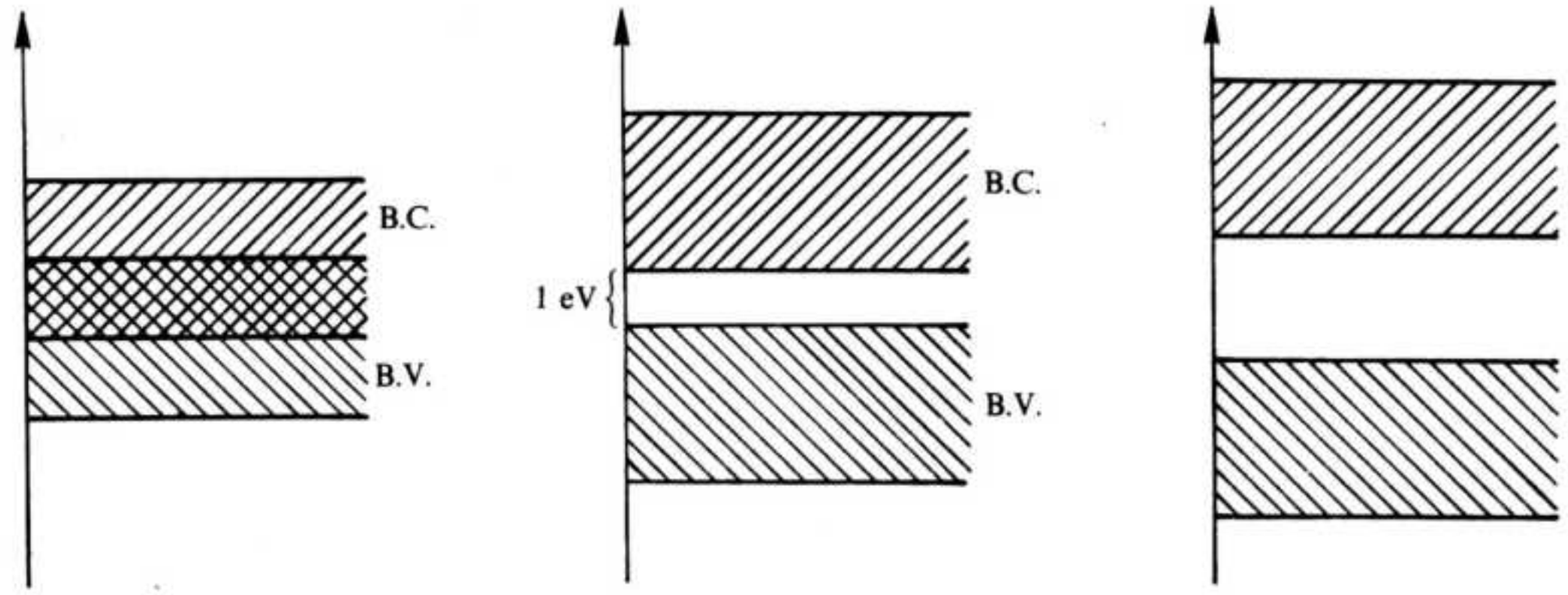


Figura 1.1. Distribución de las bandas de energía.

Según la teoría de las bandas de energía, y centrándonos en las de valencia y conducción, podemos hacer una clasificación de los cuerpos atendiendo a sus características eléctricas.

- **Conductores:** Tienen solapadas la B.V. y la B.C. y, por tanto, los electrones pueden moverse por el cuerpo estando sometidos a la influencia de un campo eléctrico de intensidad discreta. Su resistividad es del orden de $2 \cdot 10^{-6}\ \Omega \cdot \text{cm}$.
- **Semiconductores:** La separación entre las bandas es de 1 eV aproximadamente, consiguiendo los electrones con relativa facilidad pasar a la B.C. Su resistividad oscila entre 100 y $10^{6}\ \Omega \cdot \text{cm}$.
- **Aislantes:** La separación entre las bandas es tal que solamente alterando la estructura del cuerpo los electrones lograrían pasar la B.P., siendo su resistividad del orden de $10^{17}\ \Omega \cdot \text{cm}$.

En la Figura 1.2 está representada esta clasificación.



(a) Conductor **(b)** Semiconductor **(c)** Aislante

Figura 1.2. Clasificación de los cuerpos según las bandas de energía.

■ Semiconductores

Los semiconductores presentan enlace covalente y los electrones que forman parte de éste son los que pueden saltar a la B.C. para que conduzcan. La ausencia de un electrón en un enlace se representa por un *hueco* y aunque no sea exactamente cierto, por contraposición con aquél, le asignaremos carga positiva de igual magnitud que la del electrón.

Los semiconductores más importantes utilizados en dispositivos electrónicos son el silicio y el germanio, y últimamente se tiende a usar el arseniuro de galio.

Veamos a continuación la estructura cristalina del germanio, utilizando una representación superficial simplificada en la que cuatro de las cargas del núcleo y de las capas interiores de la corteza se equilibran con los electrones de la última capa o de valencia. Su estudio se hace extensivo a la teoría de semiconductores.

El cristal de germanio se presenta en forma de tetraedro con un átomo en cada vértice.

El número atómico del germanio es 32 y su distribución electrónica por niveles, $1s^2$, $2s^2$, $2p^6$, $3s^2$, $3p^6$, $3d^{10}$, $4s^2$, $4p^2$; según esto, posee cuatro electrones de valencia para formar los enlaces covalentes con los átomos vecinos (Fig. 1.3).

Los electrones de valencia están fuertemente ligados al núcleo y el cristal presenta baja conductividad, comportándose como un aislante a bajas temperaturas. A temperatura ambiente y debido a la energía térmica suministrada, se rompen algunos enlaces, por lo que es posible establecer la conducción ya que los electrones libres son capaces de moverse por el interior del cristal, si se le aplica un campo eléctrico.

La ausencia del electrón en el enlace se representa por un hueco susceptible de ser ocupado o llenado por otro electrón, contribuyendo así a la conductividad o movilidad entre ellos (Fig. 1.4).

Implícitamente hemos aceptado que el silicio o el germanio se encuentran en estado puro recibiendo entonces la denominación de **semiconductores intrínsecos** (poseen un átomo de impureza por cada 10^{11} átomos de semiconductor, ya que es prácticamente imposible purificarlos al 100 por 100).

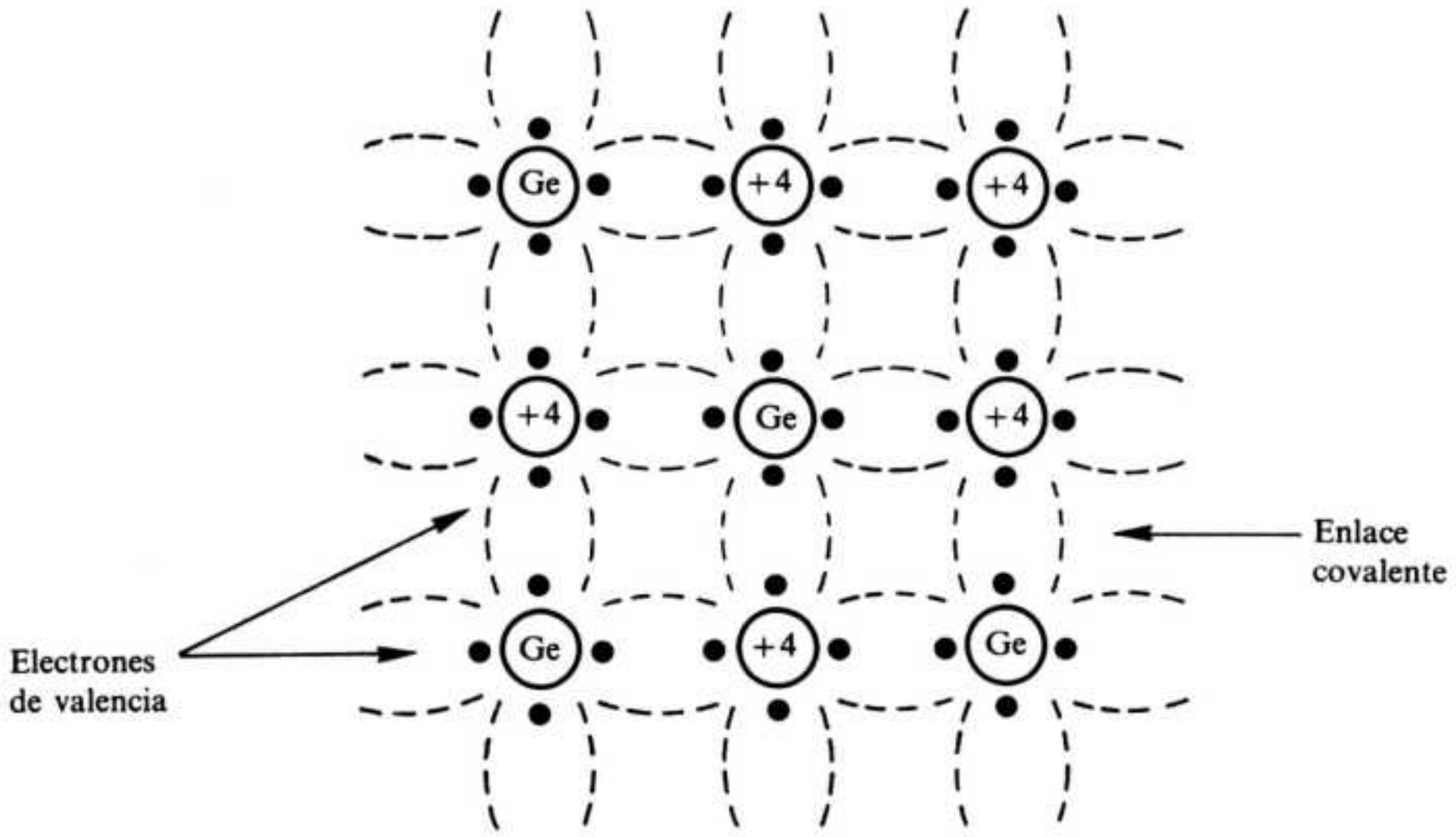


Figura 1.3. Estructura cristalina del germanio simplificada.

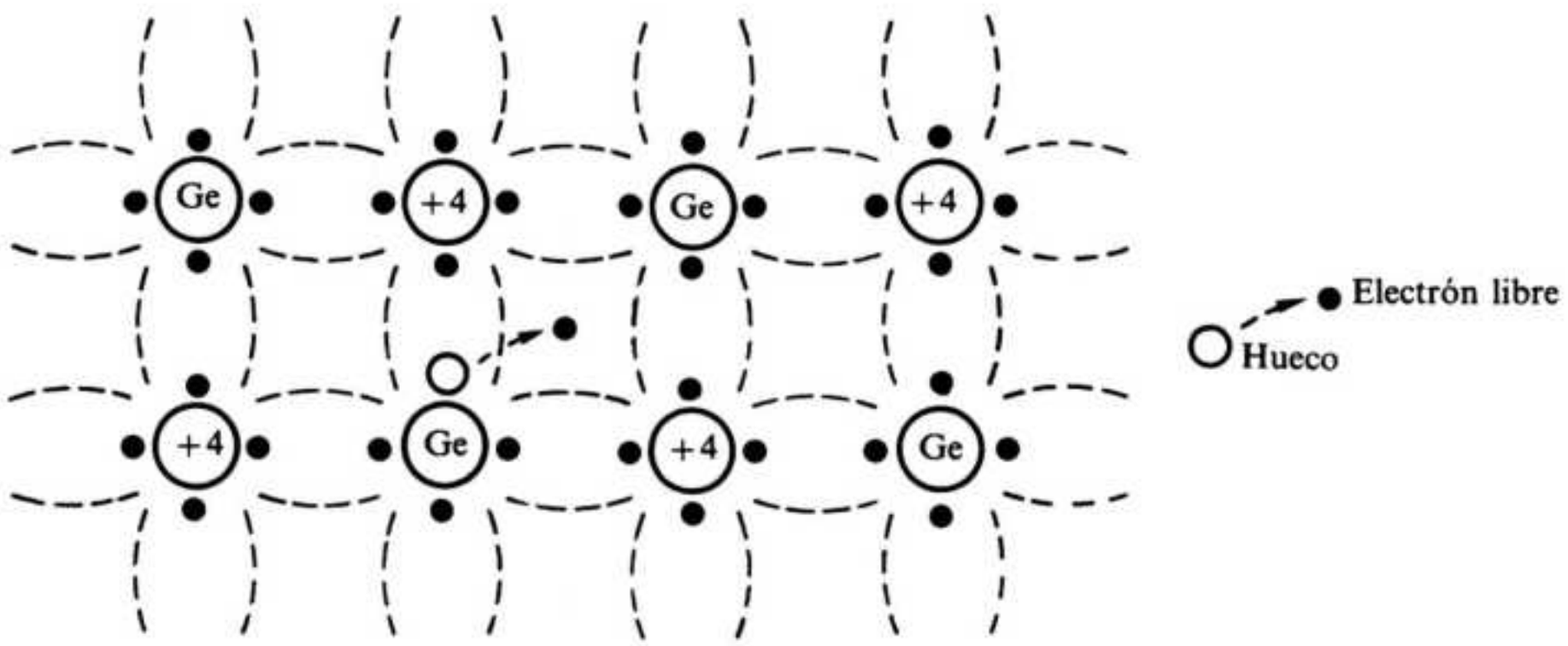


Figura 1.4. Formación de un hueco por «salto» de un electrón del enlace covalente.

En una clasificación de semiconductores existen también los llamados **semiconductores extrínsecos:**

1. Añadiendo al Ge puro sustancias que poseen cinco electrones de valencia como Sb, P o As.
2. Añadiendo al Ge sustancias que tengan tres electrones de valencia, tales como B, Ga o In.

En el primer caso, a las impurezas se las llama donadoras o tipo *N*, por «donar» electrones libres, que serán portadores disponibles de corriente capaces de vagar por el cristal, dando origen a los *semiconductores tipo N*.

En el segundo caso, las impurezas reciben la denominación de aceptadoras o tipo *P*, por dar lugar a la aparición de huecos disponibles que aceptan electrones, dando origen a los *semiconductores tipo P*.

En la Figura 1.5 se representa una estructura simplificada de los dos tipos.

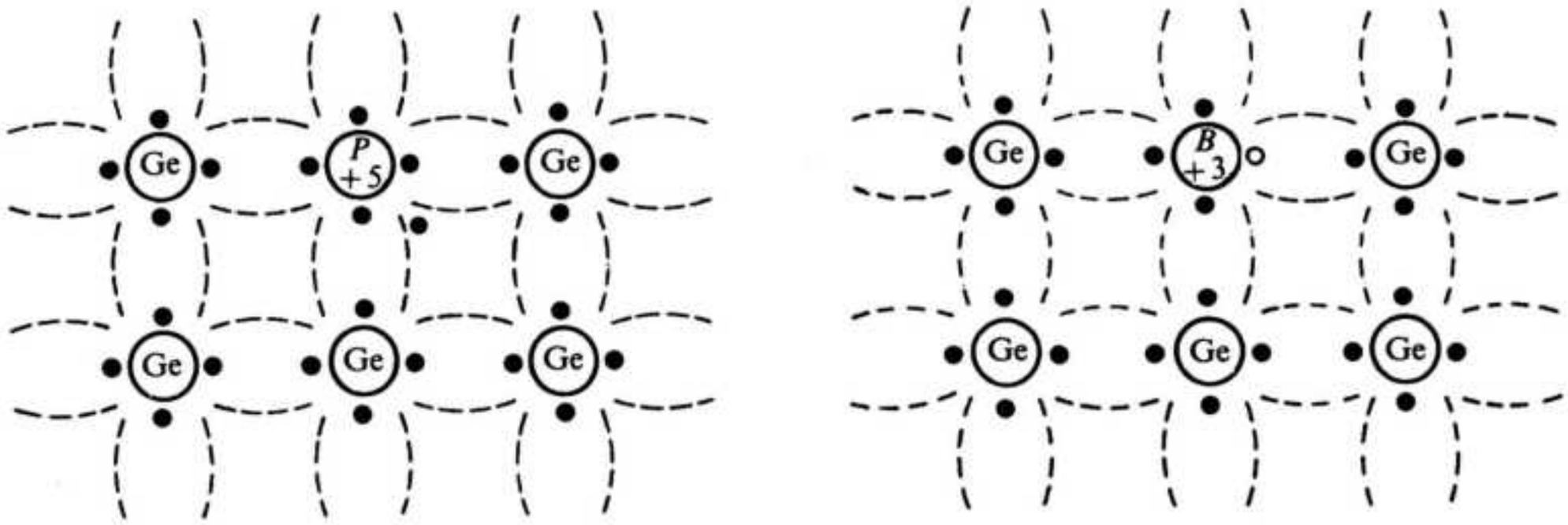


Figura 1.5. Generación de portadores mayoritarios por efecto del dopado.

En ambos tipos de cristales hablamos de electrones y huecos, debido a que por generación térmica en todo cristal aparecen pares electrón-hueco. Dichos pares dan lugar a los llamados portadores minoritarios en los semiconductores dopados.

■ Unión *P-N*

Si en un único material semiconductor, ya sea de germanio o de silicio, se introducen impurezas tipo *P* en un extremo e impurezas tipo *N* en el otro se obtiene una unión *P-N*, tal como se muestra en la Figura 1.6.

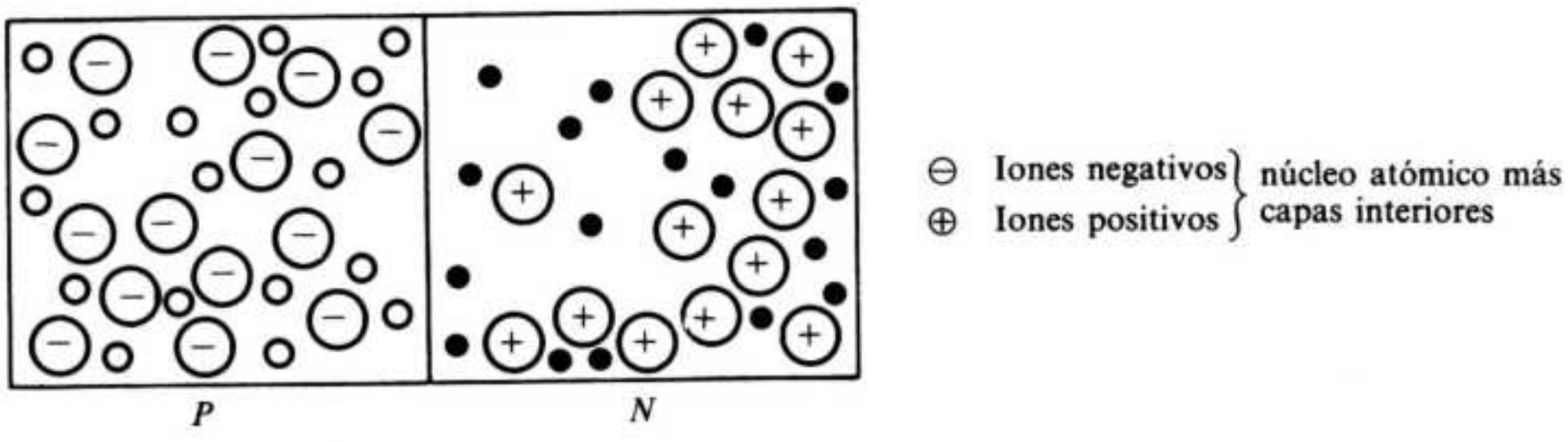


Figura 1.6. Unión *P-N*.

En la zona *P* existen iones negativos y huecos mientras que en la zona *N* hay iones positivos y electrones.

Al realizarse la unión, se produce una difusión de electrones hacia la zona *P* y de huecos hacia la zona *N* para recombinarse entre ellos, hasta el momento en que en la zona *P* haya una concentración de cargas negativas y en la zona *N* de cargas positivas, que interrumpe la difusión por establecerse un campo eléctrico o barrera de potencial que impide el paso de cargas eléctricas a no ser que se les comunique una energía suficiente.

En la Figura 1.7 se observa la nueva disposición de la unión *P-N*.

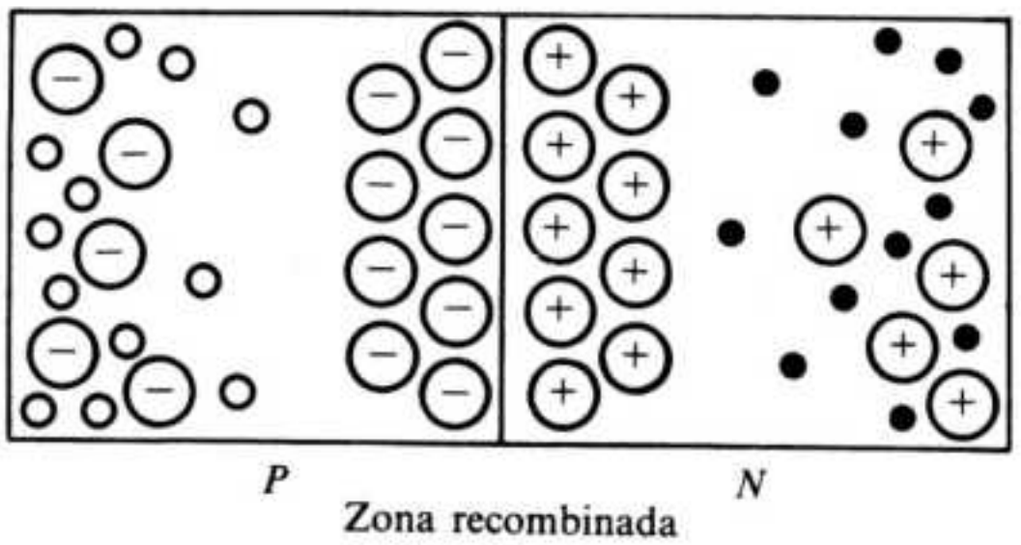
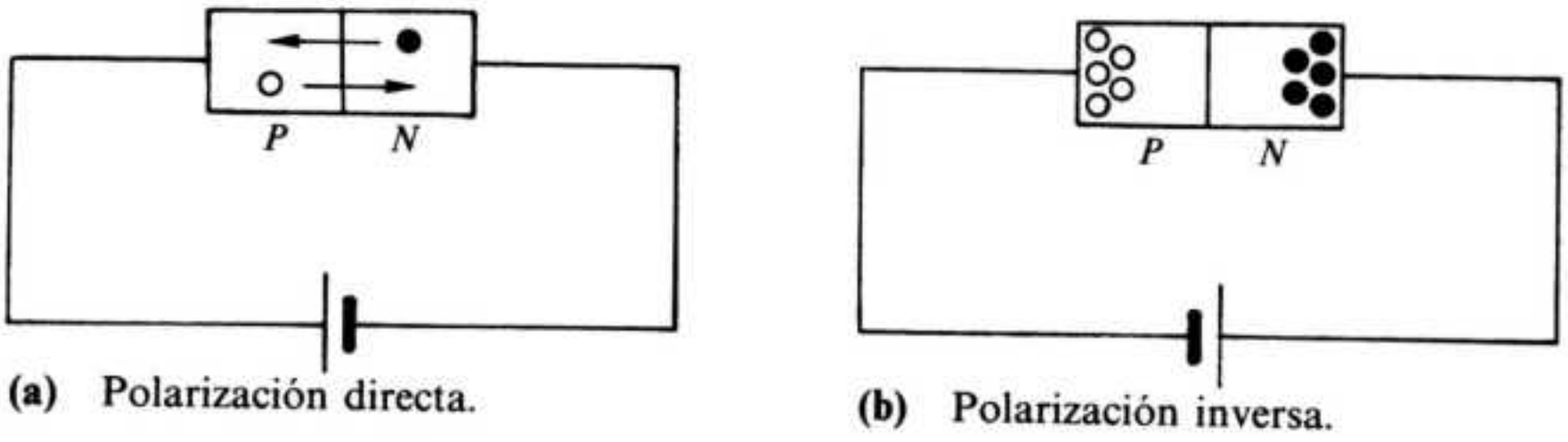


Figura 1.7. Concentración de cargas en las proximidades de la unión.

■ Polarización directa e inversa

Si aplicamos una d.d.p. en el sentido que se muestra en la Figura 1.8*a*, conseguimos dar a los electrones la energía necesaria para superar la barrera de potencial y llegar a la zona *P* (imaginemos lo mismo para los huecos en su trayecto hacia la zona *N*). Por el circuito exterior fluye entonces una corriente relativamente grande, llamada *corriente directa* (I_F), que estará formada por *portadores mayoritarios* (huecos en la región *P* y electrones en la región *N*).

Si se invierte la polaridad de la pila, Figura 1.8*b*, obligamos a los electrones de la región *N* y a los huecos de la región *P* a alejarse de la unión, impidiendo, por tanto, su posible recombinación. La corriente que circula es prácticamente nula, pues es debida a los *portadores minoritarios* de las regiones (huecos de la región *N* y electrones de la zona *P*) y se denomina *corriente inversa* (I_R) que, cuando se hace constante e independiente de la tensión inversa aplicada, recibe el nombre de *corriente inversa de saturación*.



(a) Polarización directa.

(b) Polarización inversa.

Figura 1.8. Polarización de la unión *P-N*.

■ El diodo

El diodo semiconductor es una unión *P-N* conectada a dos terminales y convenientemente encapsulada para dar al conjunto consistencia mecánica.

En su cuerpo estará marcada la señalización de las regiones y el código de identificación.

Los terminales se denominan:

Anodo (A), conectado a la región *P*.
Cátodo (K), conectado a la región *N*.

En la Figura 1.9 observamos la relación entre su representación esquemática básica [*a*], su aspecto exterior más generalizado [*b*] y su representación simbólica [*c*].

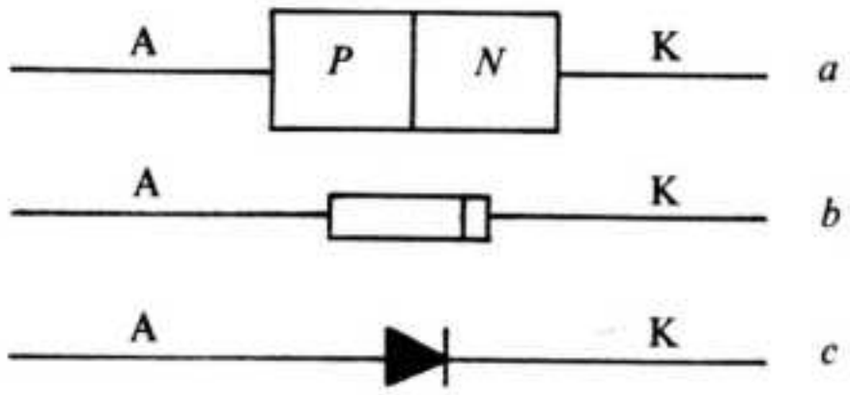


Figura 1.9. Diodo semiconductor.

1.3. FUNCIONAMIENTO

Veamos el comportamiento del diodo en los dos casos de polarización: directa e inversa. Qué ocurre con la señal aplicada y la respuesta obtenida. Para ello haremos referencia a la gráfica representada en la Figura 1.10.

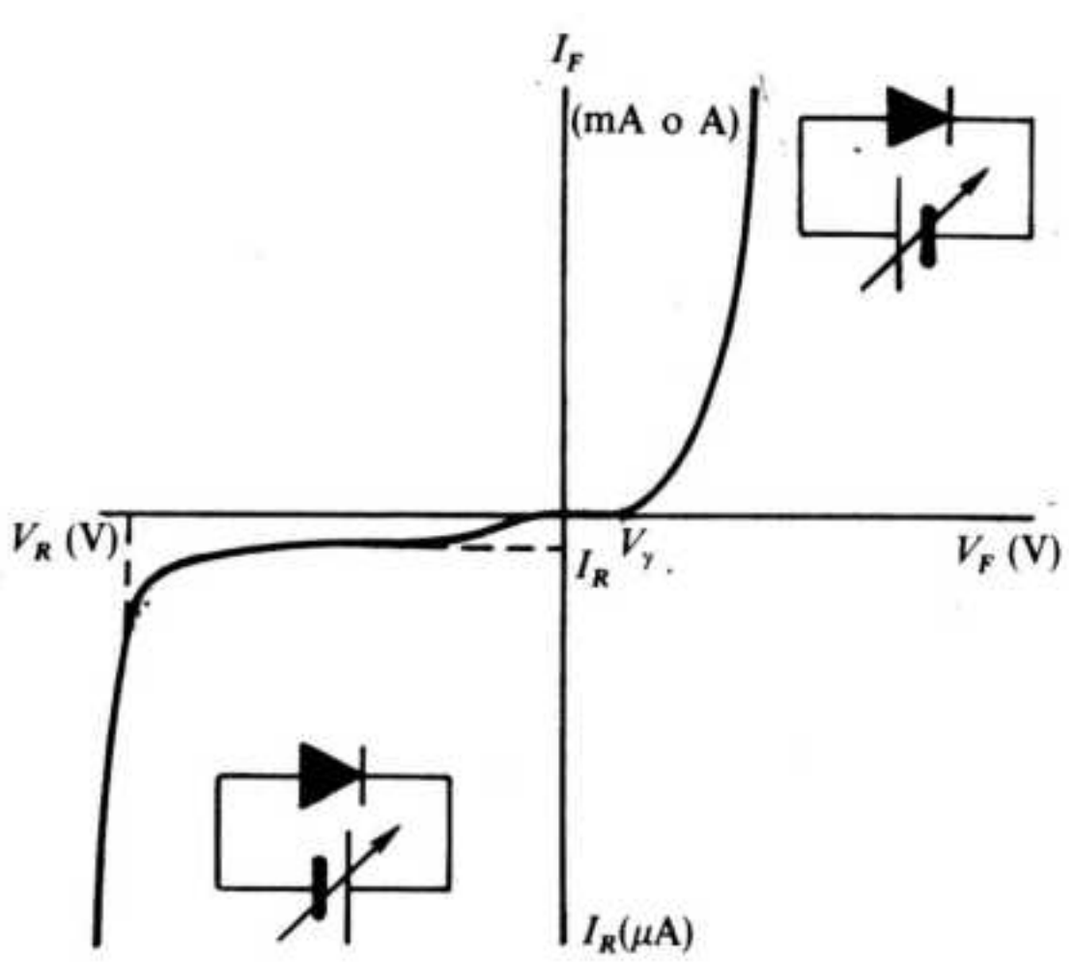


Figura 1.10. Característica tensión-corriente.

■ Característica tensión-corriente

1. Polarización directa

Situados en el primer cuadrante de la gráfica, el diodo no conduce con una intensidad apreciable (menos del 1 por 100 del valor nominal máximo), hasta que la tensión aplicada no supera el potencial de barrera o tensión umbral V_γ (aproximadamente 0,3 V para el germanio y 0,7 V para el silicio).

A partir de ese punto, los electrones y huecos empiezan a cruzar la unión en grandes cantidades, por lo que a pequeños incrementos de tensión corresponden grandes aumentos de intensidad (el único impedimento al flujo de corriente a través del dispositivo lo constituye la resistencia óhmica de las regiones P y N).

2. Polarización inversa

Situados en el tercer cuadrante de la gráfica, la corriente se estabiliza rápidamente y permanece prácticamente constante (corriente inversa de saturación o de fuga I_R) para grandes aumentos de la tensión inversa (V_R).

Si se aumenta esta tensión lo suficiente (cientos de voltios para bastantes diodos) se llega a la tensión de ruptura, entonces la intensidad crece apreciablemente. El origen de esta corriente es debido a los portadores minoritarios que, al ser «arrancados» de las zonas donde existen en pequeña proporción, provocan un fenómeno de avalancha o reacción en cadena sobre los demás portadores, produciendo un deterioro irreversible del componente. A este mecanismo se le conoce como **ruptura por avalancha** o **zéner.**

1.4. CONSIDERACIONES GENERALES

1. Para la verificación del normal funcionamiento de un diodo se realiza una prueba con un óhmetro, previa identificación de la polaridad de las puntas de prueba. En sentido directo la resistencia media es del orden 10-30 Ω; con polarización inversa se pueden obsevar lecturas de 200-300 kΩ para el germanio y de varios MΩ para el silicio. El óhmetro ha de proporcionar suficiente intensidad para polarizar el diodo, siendo preferible la utilización de polímetros analógicos.

2. En el diseño de circuitos habrá que seleccionar un tipo de diodo cuya tensión máxima aplicable en sentido inverso ($V_{R\,máx}$) sea mayor (del orden de tres veces) que la máxima que se espere aplicarle en su funcionamiento.

3. El circuito exterior debe limitar la intensidad I_F ya que ha de ser inferior a la $I_{F\,máx}$ indicada por el fabricante.

4. La potencia disipada por el componente es conveniente limitarla a la mitad de la potencia nominal. Téngase en cuenta que toda disipación de potencia genera calor, produciendo aumento de temperatura y provocando un aumento de la corriente inversa (véase Cuadro 1.1).

5. Estableciendo una comparación entre los diodos semiconductores de Si y de Ge en algunas de sus características, podríamos destacar:

Cuadro 1.1.

	Germanio	Silicio
V_γ	$\simeq$0,3 V	$\simeq$0,7 V
I_R	$\sim\mu$A	$\sim\eta$A
Deriva térmica	$2I_R$ por cada 12 °C	$2I_R$ por cada 8 °C
Aplicaciones	Detección de bajas señales	Resto de los casos
Resistividad	60 $\Omega \cdot$ cm	230 000 $\Omega \cdot$ cm

1.5. PROCESO OPERATIVO

1. Identificar en un diodo los terminales correspondientes al ánodo y al cátodo.
2. Montar el circuito de la Figura 1.11.

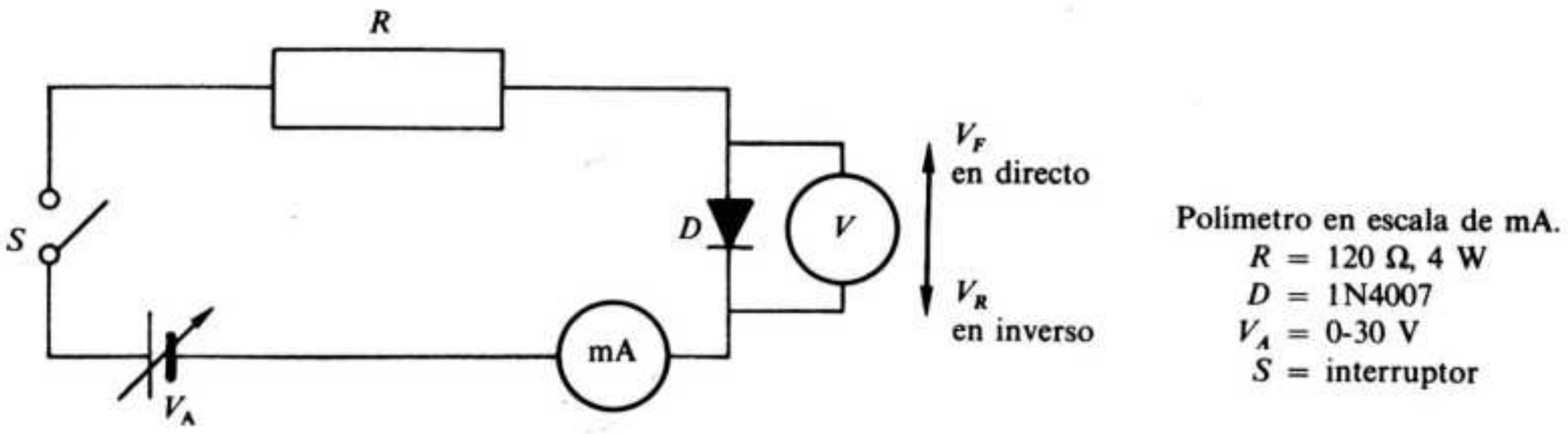


Figura 1.11. Circuito práctico para la obtención de la curva característica.

3. Ajustar la salida de la fuente a 0 V y cerrar el interruptor. Anotar la lectura del miliamperímetro en la Tabla 1.1.
4. Variar la tensión de la fuente para ir consiguiendo los valores indicados en la Tabla 1.1, y anotar los valores correspondientes de I_F.
5. Abrir el interruptor y ajustar la fuente a 0 V.
6. Invertir las conexiones del diodo.
7. Repetir los puntos 3 y 4 anteriores, anotando los resultados en la Tabla 1.2.
8. Dibujar la gráfica de la característica tensión-corriente con los valores obtenidos en las Tablas 1.1 y 1.2.
9. Aumentar por algún medio la temperatura del diodo (por ejemplo, colocando cerca y sin tocar un soldador).
10. Repetir los puntos 3 a 7.

Tabla 1.1.

V_F (V)	0	0,1	0,2	0,4	0,6	0,7	0,8
I_F							

Tabla 1.2.

V_R (V)	0	2	6	10	15	20	30
I_R							

CUESTIONES

1. ¿Cuál es la finalidad de dopar un semiconductor puro?
2. ¿Por qué es perjudicial el aumento de temperatura en los semiconductores?
3. ¿Qué otro nombre recibe la corriente inversa de saturación?
4. ¿Qué significan las siglas I_F? ¿Y V_R?
5. ¿Qué debe limitar la I_F que atraviesa a un diodo?

CONCLUSIONES

- Existen semiconductores tipo *P*, donde los huecos son portadores mayoritarios, y semiconductores tipo *N*, en los que los portadores mayoritarios son los electrones.
- Con polarización directa y superada la tensión umbral (V_γ) el diodo se comporta como un cortocircuito.
- En polarización inversa se comporta como un circuito abierto.
- Se deben tener en cuenta las especificaciones del fabricante y no sobrepasarlas en ningún caso para garantizar el funcionamiento correcto del componente.

INFORMACION ADICIONAL

Tabla 1.3. Diodo 1N4007

Material	$V_{F\,máx}$	$V_{R\,máx}$	$I_{F\,máx}$ (I_{AV})	$I_{FS\,máx}$	$I_{R\,máx}$	$P_{tot\,máx}$
Silicio	1,1 V	1000 V	1 A a 75 °C	30 A	50 μA	10 W a 75 °C

I_{AV} = Intensidad media de funcionamiento.
$I_{FS\,máx}$ = Intensidad de pico no repetitivo (duración menor de 10 mseg).
°C = Temperatura de la unión.

PRACTICA 2

Rectificadores

2.1. INTRODUCCION

Es sabido que la corriente alterna (c.a.) cambia periódicamente su sentido de circulación, que, además, su amplitud está constantemente variando y que, por otra parte, existen circuitos que no pueden ser alimentados por corriente eléctrica de estas características, sino que lo han de ser por corrientes de valor y sentido constantes en el tiempo, o sea, corriente continua (c.c.).

Si, además, tenemos en cuenta que es mucho más asequible la energía eléctrica en forma de c.a. que de c.c., surge la necesidad de utilizar dispositivos capaces de realizar tal conversión. Dichos circuitos reciben el nombre genérico de *fuentes de alimentación* (f.a.) o convertidores *AC/DC*.

Una fuente de alimentación está formada por varios bloques que básicamente son:

- Rectificador.
- Filtro.
- Estabilizador.
- Sistema de regulación.

En la presente práctica estudiaremos el bloque fundamental e indispensable en cualquier f.a.: *el rectificador*.

2.2. DESCRIPCION BASICA

Los rectificadores son una de las aplicaciones más importantes de los diodos semiconductores. Existen tres tipos básicos:

- De media onda.
- De doble onda o de onda completa.
- De doble onda en puente de Graetz o, simplemente, rectificador puente.

Aprovechando el comportamiento unidireccional del diodo y mediante el conexionado adecuado, se consigue forzar la circulación de corriente en un solo sentido a través de la resistencia de carga (R_L), que representa al circuito que requiere ser alimentado con c.c.

Con el rectificador de media onda (M.O.) se consigue una señal pulsatoria de medio ciclo de duración durante cada período, mientras que con los rectificadores de doble onda (D.O.) se obtienen dos ciclos unidireccionales en el mismo período.

El sistema para eliminar la alternancia de la señal de entrada no es otro que la definición que, como interruptor, puede hacerse del diodo, como un componente que presenta una casi total oposición al paso de corriente en un sentido; por tanto, el cambio de sentido en la señal alterna de entrada provoca la polarización inversa del diodo durante el tiempo que permanezca.

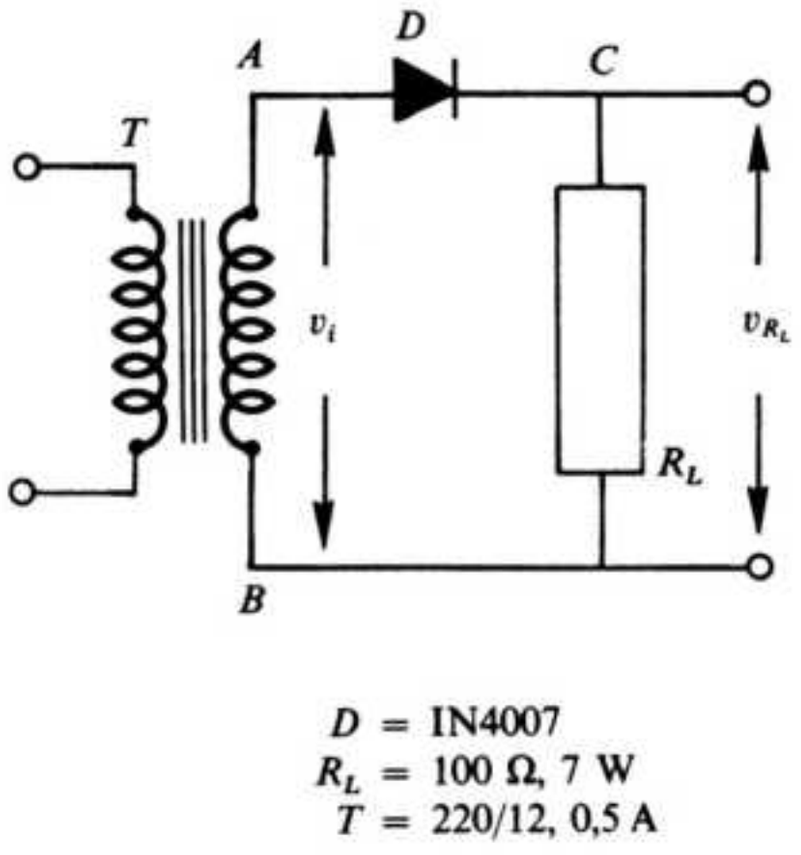
2.3. FUNCIONAMIENTO

■ Rectificador de media onda

Fijémonos en el circuito de la Figura 2.1. Es un circuito serie compuesto por D, R_L y una fuente de tensión alterna $v_i = 12$ Vef.

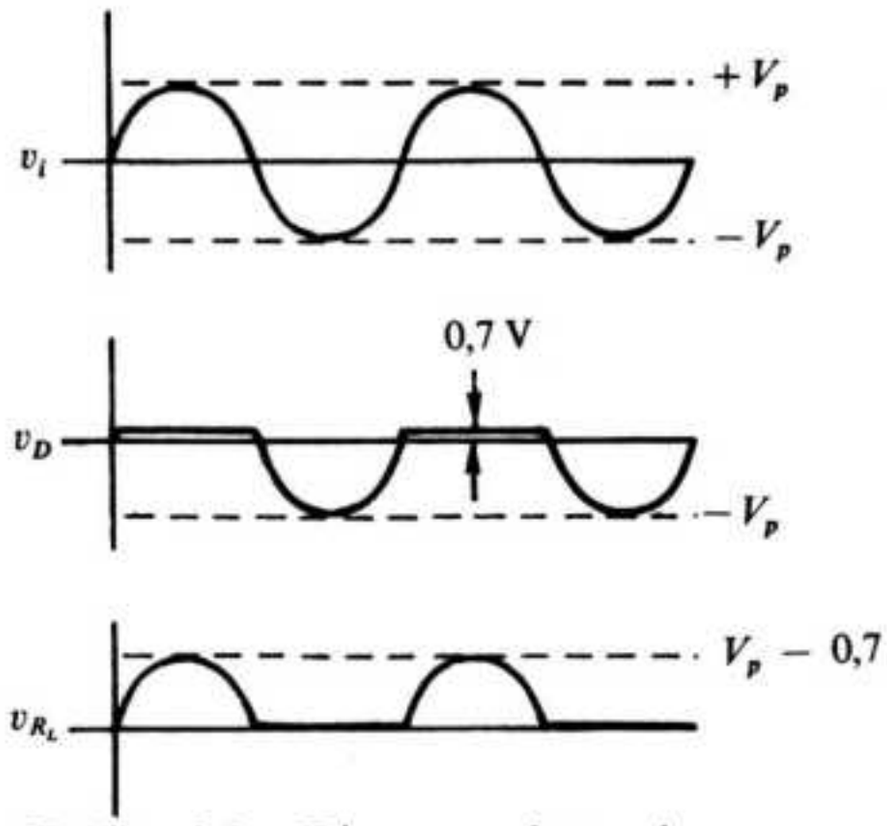
En cualquier momento la suma de caídas de tensión en el circuito ha de ser igual a la entregada por v_i.

En el diagrama de tensiones de la Gráfica 2.1, cuando en v_i está presente el semiciclo positivo (A positivo con respecto a B), el diodo D está polarizado directamente con lo cual deja pasar la corriente en el sentido indicado provocando una caída de tensión en el diodo $V_D = 0{,}7$ V



D = IN4007
R_L = 100 Ω, 7 W
T = 220/12, 0,5 A

Figura 2.1. Rectificador de media onda.



Gráfica 2.1. Diagrama de tensiones en el rectificador de media onda.

y, por tanto, la tensión en R_L será

$$v_{R_L} = v_i - V_D = v_i - 0{,}7 \quad (\text{para } v_i \geqslant 0{,}7 \text{ V})$$

Obsérvese que durante este semiciclo C es positivo con respecto a B.

En el siguiente semiciclo de v_i, A se hace negativo con respecto a B y, en este caso, D se polariza inversamente; si despreciamos la pequeña corriente inversa, el diodo no deja circular corriente por el circuito (se comporta como un interruptor abierto), de esta forma $v_{R_L} = 0\,\text{V}$ y, por tanto, $v_D = v_i$.

Hemos conseguido, por tanto, que circule corriente por R_L sólo en un sentido, o lo que es lo mismo, le hemos aplicado tensión a R_L de una única polaridad: C positivo con respecto a B.

■ Rectificador de doble onda

En el circuito de la Figura 2.2, cualquiera de las mallas A-D_1-R_L-C o B-D_2-R_L-C constituye por sí misma un rectificador de media onda.

La peculiaridad estriba en la necesidad de disponer de dos tensiones de entrada (v_{i_1} y v_{i_2}) de igual amplitud, pero desfasadas 180°; este propósito generalmente se consigue empleando un *transformador con toma central* como el de la Figura 2.2 y haciendo de ésta la masa o punto de referencia.

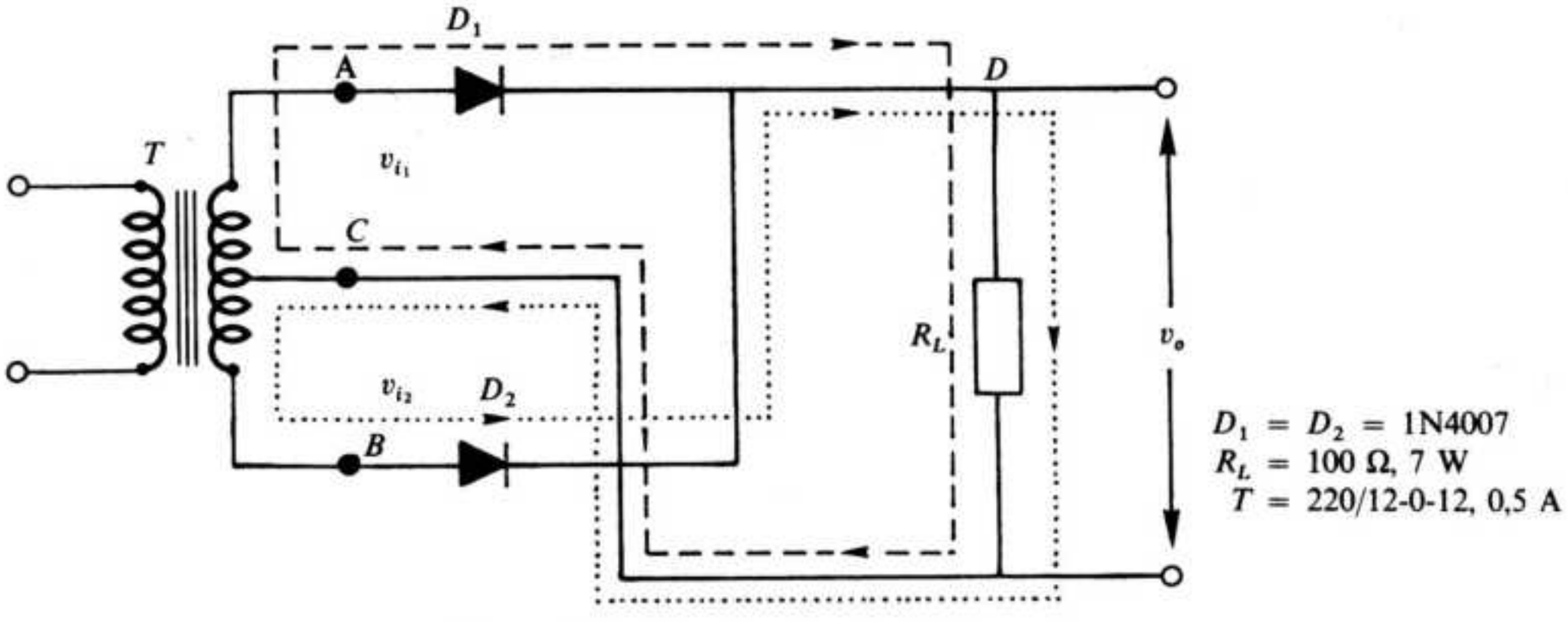


Figura 2.2. Rectificador de doble onda.

Por ser de toma central $v_{AC} = v_{CB}$ y respetando la polaridad de la señal en un instante dado, se cumple

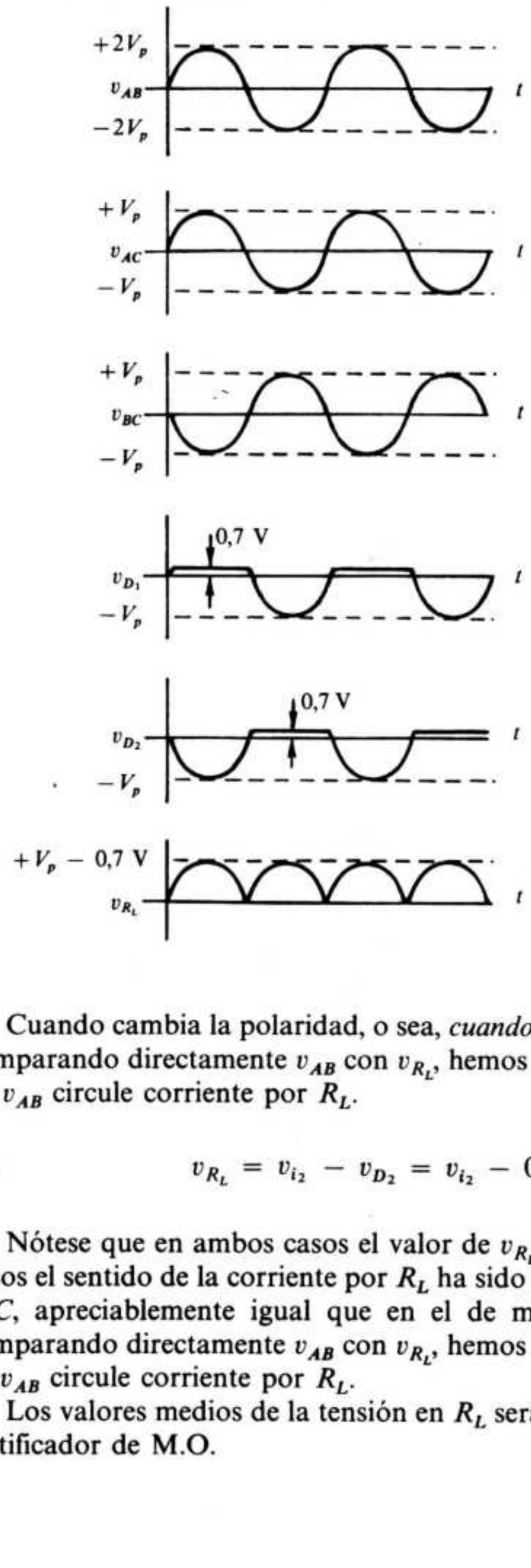
$$v_{AC} = -v_{BC}$$

Mediante esto conseguimos que siempre esté uno de los dos diodos directamente polarizado y, por tanto, que circule en todo momento corriente por R_L.

Veamos cómo ocurre, observando el diagrama de tensiones de la Gráfica 2.2:

Cuando A es positivo con respecto a C, B es negativo con respecto al mismo punto, por tanto D_1 conduce y D_2 está bloqueado; de esta forma la corriente que circula por R_L (línea de trazos) es debida a v_{i_1}, siendo la tensión en R_L

$$v_{R_L} = v_{i_1} - v_{D_1} = v_{i_1} - 0{,}7\ \text{V} \quad (\text{para } v_i \geqslant 0,\ 7\ \text{V})$$



Gráfica 2.2. Diagrama de tensiones en un rectificador de doble onda.

Cuando cambia la polaridad, o sea, *cuando B es positivo con respecto a C*, *A* es negativo comparando directamente v_{AB} con v_{R_L}, hemos conseguido que durante ambas alternancias de v_{AB} circule corriente por R_L.

$$v_{R_L} = v_{i_2} - v_{D_2} = v_{i_2} - 0,7 \text{ V} \quad (\text{para } v_i \geqslant 0,7\text{V})$$

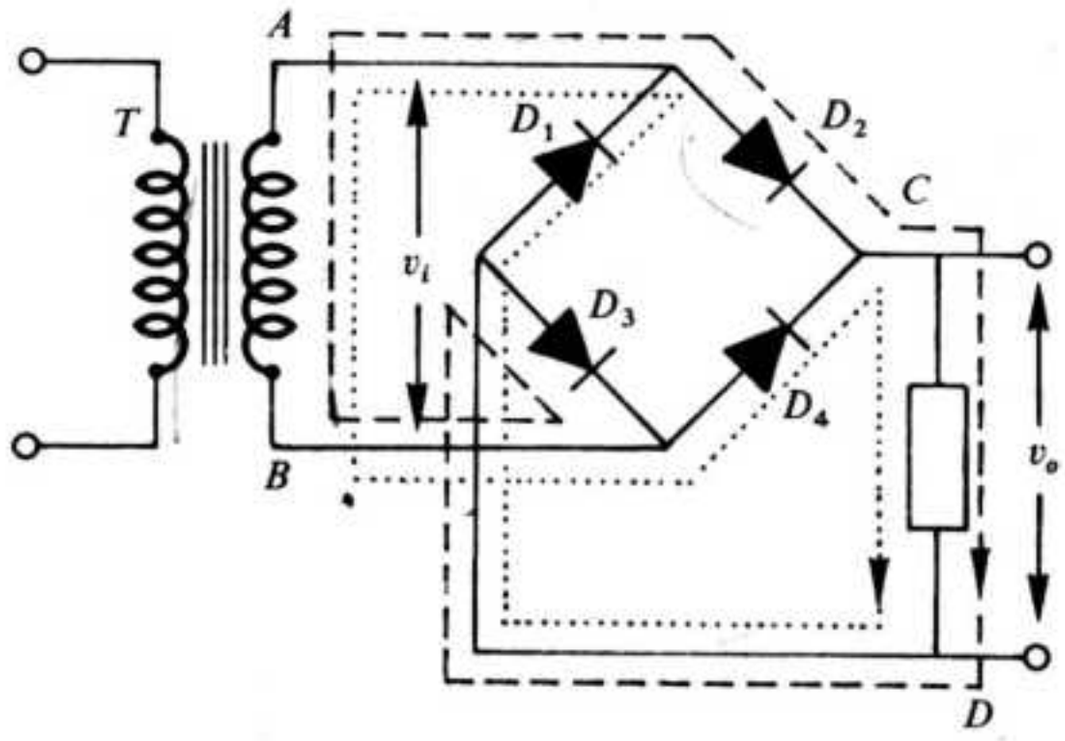
Nótese que en ambos casos el valor de v_{R_L} es significativamente igual y que en ambos casos el sentido de la corriente por R_L ha sido el mismo, esto es, *D* es positivo con respecto a *C*, apreciablemente igual que en el de media onda, pero, como se puede apreciar comparando directamente v_{AB} con v_{R_L}, hemos conseguido que durante ambas alternancias de v_{AB} circule corriente por R_L.

Los valores medios de la tensión en R_L serán, por tanto, diferentes y mayores que en el rectificador de M.O.

■ Rectificador en puente de Graetz

Este montaje pretende solucionar el inconveniente del de D.O., de tener que utilizar transformador con toma central o cualquier otro dispositivo desfasador.

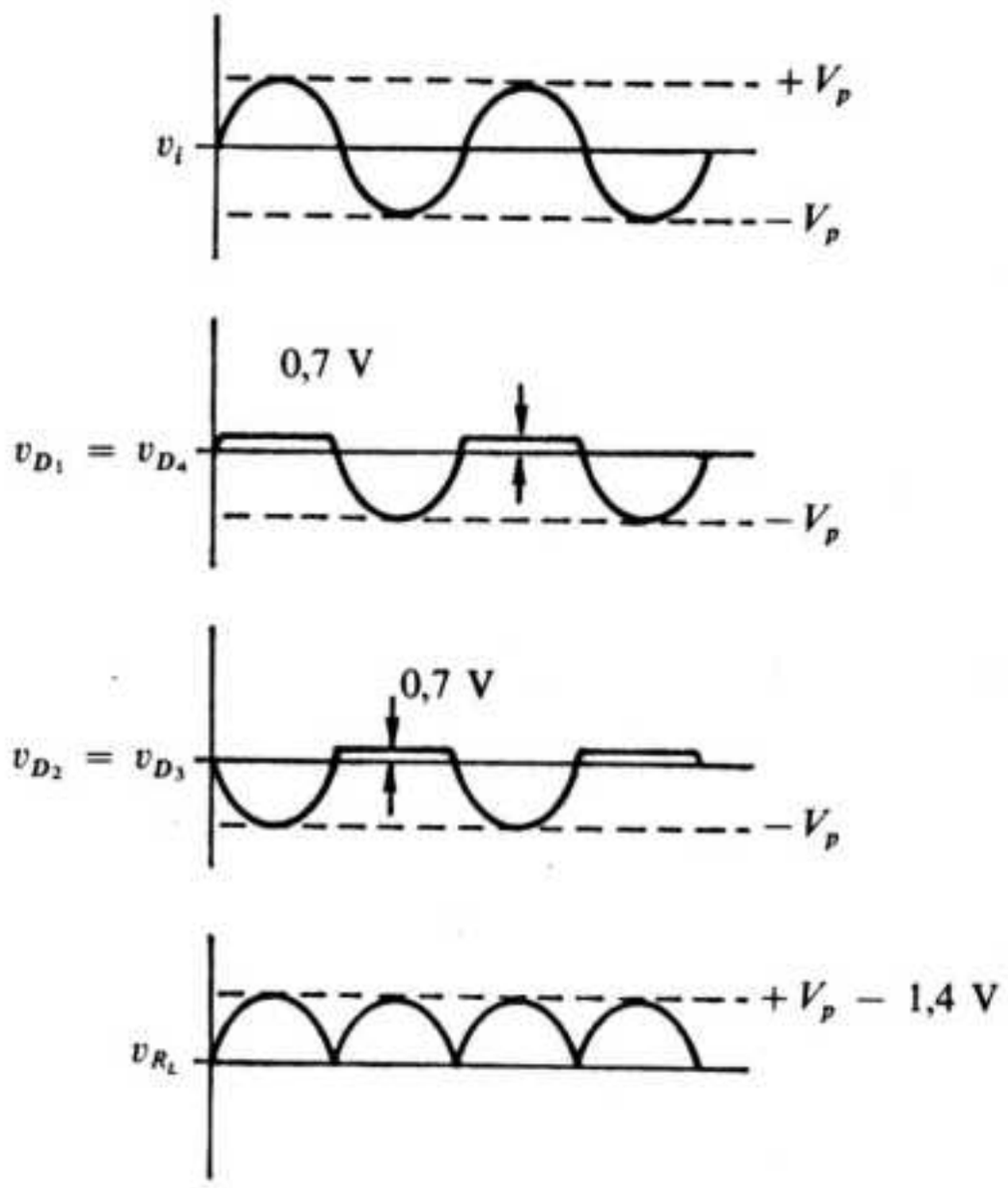
La configuración de la Figura 2.3 ofrece siempre un camino al paso de la corriente por R_L, circulando desde C hasta D. Cuando A es positivo respecto a B el camino es D_2, R_L, D_3 (línea de trazos). Cuando cambia la polaridad de v_i el recorrido es D_4, R_L, D_1 (línea de puntos).



$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = 1N007$
$R_L = 100\ \Omega,\ 7\ W$
$T = 220/12,\ 0{,}5\ A$

Figura 2.3. Rectificador en puente de Graetz.

Estudiamos el diagrama de tensiones de la Gráfica 2.3.



salida v_o

Gráfica 2.3. Diagrama de tensiones en el rectificador puente.

Cuando está presente en v_i la alternancia positiva, D_2 y D_3 están polarizados directamente, circulando la corriente por R_L y provocando dos caídas de tensión, v_{D_2} y v_{D_3}, prácticamente iguales y próximas a 0,7 V, siendo entonces la tensión en R_L

$$v_{R_L} = v_i - (v_{D_2} + v_{D_3}) = v_i - 1{,}4 \text{ V} \quad (\text{para } v_i \geqslant 1{,}4 \text{ V})$$

Al cambiar la polaridad de v_i, B se hace positivo con respecto a A, entonces D_1 y D_4 conducen dejando circular de nuevo la corriente por R_L, siendo entonces la tensión en sus extremos

$$v_{R_L} = v_i - (v_{D_1} + v_{D_4}) = v_i - 1{,}4 \text{ V} \quad (\text{para } v_i \geqslant 1{,}4 \text{ V})$$

En ambos casos la corriente ha circulado en el mismo sentido por R_L, siendo C positivo con respecto a D. Obsérvese que los resultados son similares a los del rectificador de D.O., pero ahora v_{R_L} es inferior en 1,4 V a v_i, ya que la corriente ha de atravesar dos diodos y provoca dos caídas de tensión en lugar de una.

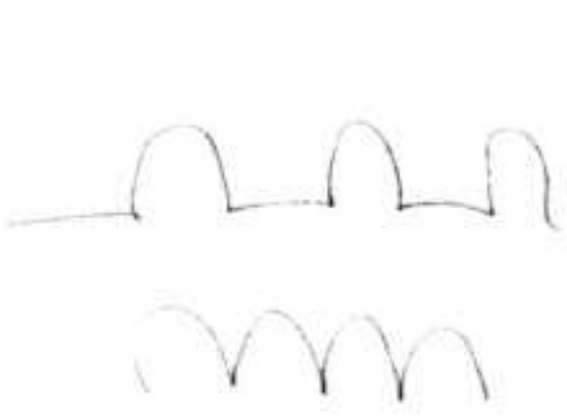
Por lo expuesto, debe cuestionarse el empleo de este circuito en montajes con tensiones de entrada de valores considerablemente bajos.

2.4. PROCESO OPERATIVO

■ Rectificador de M.O.

1. Conectar el circuito de la Figura 2.1 y conexionar las tomas del transformador 0-12 a los puntos A y B.
2. Dibujar en la Tabla 2.1 las formas de onda sincronizadas de v_i, v_D y v_{R_L}. Prestar especial atención al valor de pico de v_{R_L} y a los valores positivos de v_D, seleccionando el modo D.C. del osciloscopio.

Tabla 2.1.



v_i	v_D	v_{R_L}
V_{pp} =	V_{pp} =	V_{pp} =
T/DIV =	T/DIV =	T/DIV =

■ Rectificador de D.O.

1. Montar el circuito de la Figura 2.2 y conectar las tomas del secundario del transformador 12-0-12 a los puntos A, C y B, respectivamente.

2. Dibujar las formas de onda sincronizadas de v_{AB}, v_{AC}, v_{BC}, v_{D_1}, v_{D_2} y v_{R_L} en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2.

v_{AB}	v_{AC}	v_{BC}
V_{pp} = T/DIV =	V_{pp} = T/DIV =	V_{pp} = T/DIV =

v_{D_1}	v_{D_2}	v_{R_L}
V_{pp} = T/DIV =	V_{pp} = T/DIV =	V_{pp} = T/DIV =

■ Rectificador puente

1. Montar el circuito de la Figura 2.3 y conexionar las tomas del secundario del transformador 0-12.
2. Dibujar y anotar en la Tabla 2.3* las formas de onda sincronizadas de v_i, v_{D_1}, v_{D_2} y v_{R_L}. Nótese que $v_{D_1} = v_{D_4}$ y $v_{D_2} = v_{D_3}$. Obsérvese el valor de v_{R_L} con respecto a v_i.

Tabla 2.3.

v_i	$v_{D_1} = v_{D_4}$	$v_{D_2} = v_{D_3}$	v_{R_L}
V_{pp} = T/DIV =	V_{pp} = T/DIV =	V_{pp} = T/DIV =	V_{pp} = T/DIV =

* En lo sucesivo, cuando sea necesario dibujar formas de onda, se recomienda realizarlo sobre un modelo de oscilograma como el representado en esta tabla y en la disposición más conveniente.

CUESTIONES

1. ¿Circula corriente constantemente por R_L en el circuito de la Figura 2.1?
2. En la misma figura, ¿qué ocurriría si D se pone en cortocircuito? ¿Y si se abre?
3. ¿Por qué se necesitan dos tensiones de entrada desfasadas 180° en el rectificador de D.O.?
4. ¿Cómo será la forma de onda en la R_L de la Figura 2.2 si quitamos D_2?
5. ¿Es en todos los casos preferible el rectificador puente al de D.O.?
6. Dibujar y razonar la forma de onda de v_{R_L} en la Figura 2.3 si D_1 se abre.

CONCLUSIONES

Cualquiera de los tres circuitos estudiados consigue que la corriente que circula por la resistencia de carga sea unidireccional, ahora bien, al existir diferencias sustanciales cada uno ofrece ventajas e inconvenientes que resumimos de forma breve.

Cuadro 2.1.

	Ventajas	Inconvenientes
M.O.	Sencillez, economía.	Mal aprovechamiento de la tensión aplicada.
D.O.	Buen aprovechamiento de la tensión aplicada.	Necesidad de utilizar transformador con toma central.
Puente	Economía, buen aprovechamiento de la tensión aplicada.	Caídas de tensión importantes para valores bajos de la tensión aplicada.

PRACTICA 3

Filtros

3.1. INTRODUCCION

En la práctica anterior, después de ver la necesidad de convertir c.a. en c.c., dábamos un primer e importante paso en este sentido: rectificar la corriente, o sea, conseguir corriente unidireccional, pero pulsatoria. Indudablemente todavía estamos lejos de que esta corriente sea capaz de alimentar en buenas condiciones circuitos que requieren c.c. de valores aceptablemente estables.

Necesitamos añadir al rectificador algún nuevo bloque que mejore los resultados obtenidos en el anterior, uno de estos bloques es el llamado **filtro,** que es el objeto de esta Práctica.

3.2. DESCRIPCION BASICA

Los filtros se basan en la capacidad de almacenar energía eléctrica de los componentes reactivos (bobinas y condensadores).

Los condensadores almacenan energía debido a su carga rápida a través de la pequeña resistencia directa de los diodos y la pierden cuando se descargan muy lentamente a través de la resistencia de salida, consiguiendo como resultado mantener una tensión prácticamente constante en extremos de ésta.

Existen cuatro tipos básicos de filtros:

- Por condensador.
- En «PI» (π) resistivo.
- Por autoinducción.
- En π inductivo, de escaso interés para nosotros.

3.3. FUNCIONAMIENTO

■ Filtro por condensador

El filtro por condensador consiste exclusivamente en conectar un condensador C (Fig. 3.1) de capacidad elevada en paralelo con la carga. Veamos su funcionamiento sirviéndonos del diagrama de tensiones de la Gráfica 3.1.

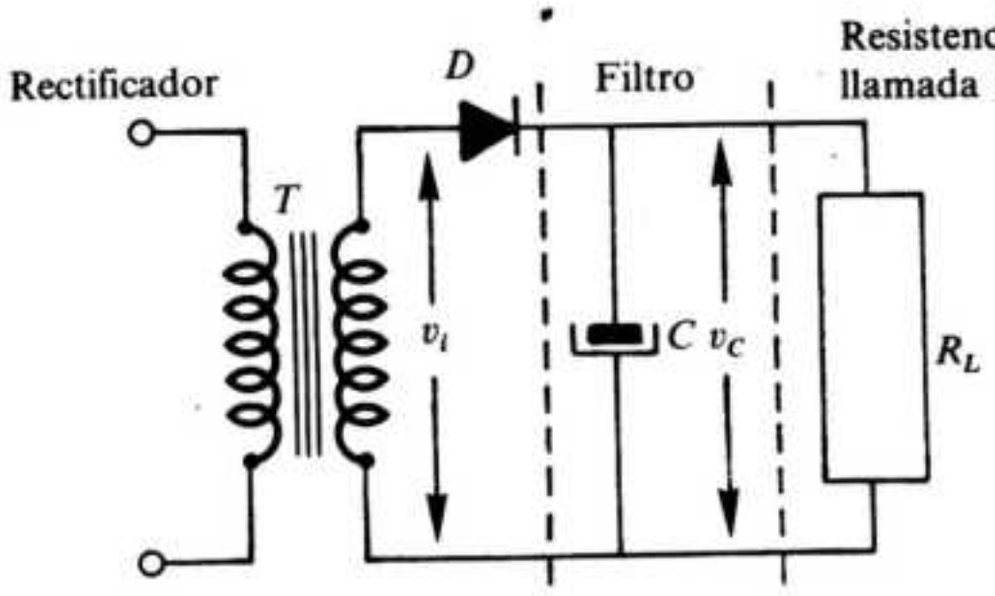
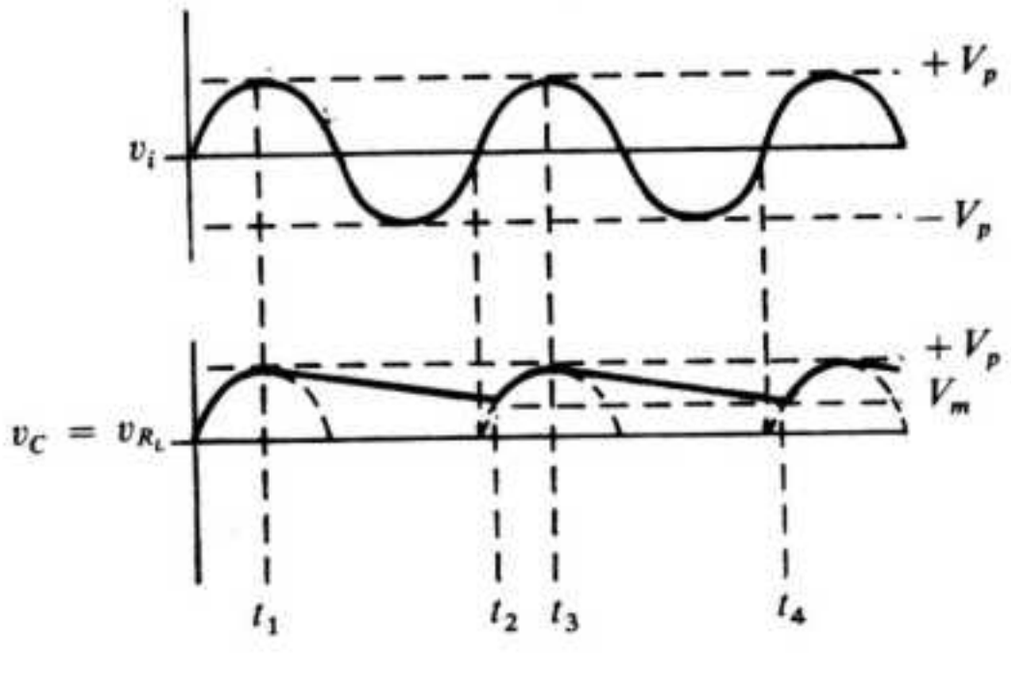


Figura 3.1. Rectificador de M.O. con filtro por condensador.



Gráfica 3.1. Efecto del filtro sobre la tensión en R_L.

Supongamos C inicialmente descargado y el primer semiciclo positivo; D conduce y C se carga casi siguiendo las variaciones de v_i, debido a la baja R_F de D (algunos ohmios); una vez alcanzado el valor máximo ($+V_p$) en el instante t_1, v_i empieza a disminuir y, por tanto, la tensión en el ánodo de D, no así en el cátodo, ya que ésta sigue las variaciones de v_C, muchos más lentas debido a que C se ha de descargar a través de R_L, y, como quiera que $R_L \gg R_F$, entonces la constante de tiempo de descarga es mucho mayor que la de carga.

En estas circunstancias D queda bloqueado, y permanece así hasta que, llegada una nueva alternancia positiva, se hace la tensión de ánodo mayor que la de cátodo, o lo que es lo mismo, se cumple $v_i > v_{R_L}$: desde t_2 hasta t_3.

Obsérvese (Gráfica 3.1) que, excepto en el primer semiciclo, D sólo conduce en el intervalo t_2 y t_3, tiempo en que C se carga de nuevo, y durante el resto del tiempo $t_1 - t_2$ o $t_3 - t_4$ es C quien suministra tensión a R_L, a costa de una descarga, más o menos rápida, dependiente de los valores de C y de R_L.

Fijándonos en la forma de onda de v_{R_L} y comparándola con la misma de la Gráfica 2.1, se pueden apreciar varias diferencias.

1. Aquí R_L tiene permanentemente tensión aplicada.
2. Aquí la tensión varía sólo entre 2 valores más o menos próximos ($+V_p$ y V_m), y allí variaba entre el máximo $+V_p$ y 0.

El resultado evidente es que hemos conseguido una tensión mucho más parecida a la c.c. constante, pero todavía con variaciones.

■ Filtro en π resistivo

Recibe este nombre por la disposición de los componentes, asemejándose a la letra griega π (Fig. 3.2).

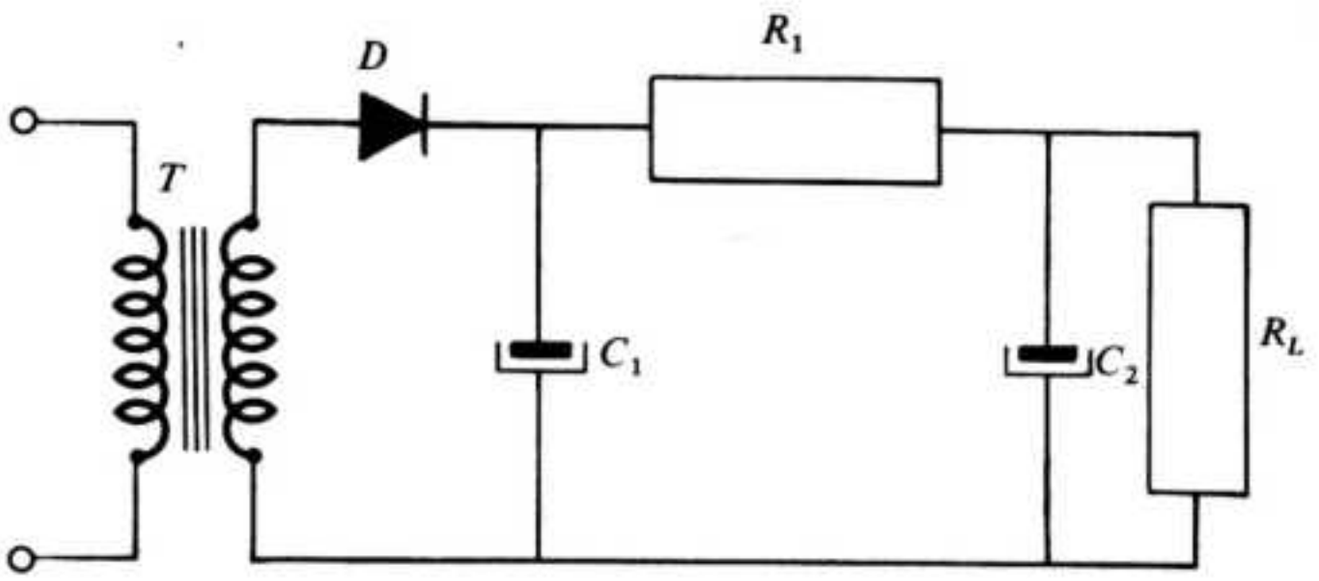


Figura 3.2. Rectificador de M.O. con filtro en π.

En el filtro por condensador no hemos hablado de límite alguno para el valor de C; sin embargo, este componente sólo puede alcanzar ciertos valores, ya que, en el supuesto de estar descargado inicialmente se comportaría como un cortocircuito y, si en el momento de la conexión coincidiera un valor alto de v_i, la corriente que atravesaría al rectificador podría llegar a destruirlo; lógicamente, si C es muy alto, el tiempo que esta corriente es elevada sería mayor que en el caso de valores menores de C. Cuando se requieren mejores filtrados y el valor de C no puede aumentar más se utiliza el filtro en π.

Su funcionamiento es básicamente igual al anterior.

La misión principal de R_1 es limitar el valor máximo de la corriente de pico que atraviesa al diodo.

C_1 se carga a través de la resistencia interna del diodo y se descarga a través de R_1, R_L y C_2. Por otra parte, C_2 se carga a través de la misma R_{interna} del diodo y de R_1, por tanto su carga es más lenta que la de C_1; la descarga de C_2 se produce a través de R_L. Nótese que las variaciones de tensión en extremos de C_2 son mucho menores que en C_1, ya que las variaciones de su carga vienen ya afectadas por el efecto de C_1; de esta forma conseguimos disminuir las ondulaciones de la tensión aplicada a la carga y mejorar el efecto del filtro por condensador.

Esta disposición entrega una tensión a la carga ligeramente inferior a la entregada por el filtro por condensador, debido a la caída de tensión provocada en extremos de R_1, por efectos de la corriente que absorbe la carga I_L, por tanto se ha de tener en cuenta el valor previsible de I_L a la hora de calcular el valor de R_1 en este circuito.

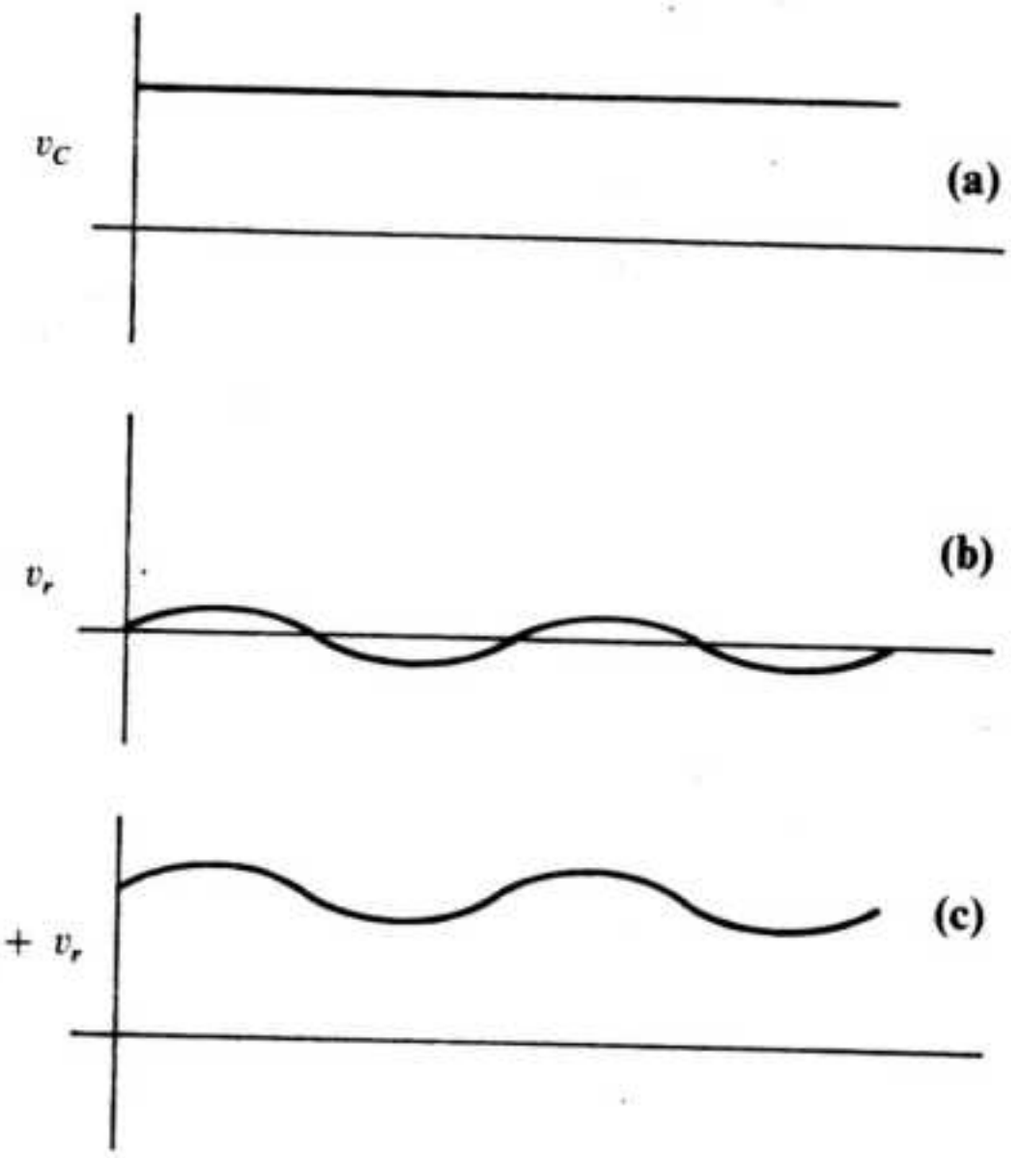
■ Factor de rizado

Hemos avanzado considerablemente en el objetivo de eliminar variaciones en la tensión aplicada a la carga, pero ésta sigue presentando algunas. La mayor o menor calidad de un circuito de filtro dependerá de la menor o mayor ondulación de la tensión entregada a su salida. Esta característica se suele expresar mediante el llamado **factor de rizado** o simplemente **rizado**, que expresa la relación entre el valor eficaz de las ondulaciones (v_r tensión de rizado) y el valor de continua de la tensión entregada.

La tensión en extremos de la carga es de la forma de la Gráfica 3.2*c*; ahora bien, ésta se puede considerar como la suma de una tensión continua v_C (Gráfica 3.2*a*) y una alterna v_r (Gráfica 3.2*b*); la relación entre estas dos tensiones indica el factor de rizado, generalmente expresado en porcentaje, de esta forma:

$$F_r = \frac{v_{r(pp)}}{v_C 2\sqrt{2}} 100$$

Es evidente que la calidad del filtro será tanto mayor cuanto menor sea F_r.



Gráfica 3.2. Composición de la tensión de salida: $v_C + v_r$.

3.4. CONSIDERACIONES GENERALES

Se dijo anteriormente que el valor de C no puede ser excesivamente alto debido a que, en determinadas condiciones, la corriente inicial de carga puede ser muy elevada y sobrepasar el valor de $I_{F\text{máx}}$ indicado en las características del diodo y llevar a su destrucción.

Por otra parte, téngase en cuenta que, con el mismo circuito de filtro, en un rectificador de M.O. se obtiene un rizado mayor que en el de D.O. debido a que la separación entre semiciclos rectificados es mayor en el de M.O. y, por tanto, el tiempo de descarga de C es mayor, dando lugar a mayores ondulaciones en la tensión aplicada a R_L.

Se ha de tener en cuenta que la tensión inversa (v_r) que soporta el diodo es la tensión de pico de v_i más la del condensador C, que aproximadamente es V_{pp}, debiendo elegir un diodo cuya v_r sea mayor que V_{pp}.

3.5. PROCESO OPERATIVO

1. Conectar el circuito de la Figura 3.1.
2. Observar y dibujar la forma de onda de v_{R_L}, compararla con la obtenida en la Práctica 2 (sin filtro).
3. Medir el valor de v_C. Conmutar el osciloscopio al modo c.a. y medir v_r. Dibujar la forma de onda de v_r.
4. Calcular y anotar F_r.
5. Repetir el proceso anterior para el filtro en π, montando el circuito de la Figura 3.2.
6. Repetir los puntos 1 a 5 para el rectificador en puente.

CUESTIONES

1. ¿Por qué el valor del condensador de filtro tiene un límite máximo?
2. En una f.a. con filtro, los diodos conducen más tiempo que en la misma f.a. sin filtro. Decir si es verdadero o falso, razonando la respuesta.
3. ¿Para qué se coloca la R en el filtro en π?
4. Razonar por qué el F_r es menor en el rectificador puente que en el de media onda.

CONCLUSIONES

- Con los filtros se reducen considerablemente las variaciones de la tensión aplicada a la carga.
- Con el mismo circuito de filtro, una f.a. con rectificador de media onda presenta más variaciones que con rectificador de D.O.
- Existen unos límites en el valor de C, en los filtros, para evitar la destrucción de los diodos.
- El factor de rizado expresa la calidad de un circuito de filtro.

PRACTICA 4

Limitadores

4.1. INTRODUCCION

Una de las principales aplicaciones de los diodos es la rectificación de la c.a., que fue objeto de estudio en prácticas anteriores, no obstante existen otros circuitos electrónicos que aprovechando el comportamiento unidireccional del diodo, consiguen resolver otras necesidades, éste es el caso de los circuitos **limitadores** o **recortadores.**

4.2. DESCRIPCION BASICA

Un limitador, como su nombre indica, *limita* una tensión alterna a unos valores predeterminados; esto puede realizarse:

- Eliminando uno de sus semiciclos.
- Eliminando parte de la cresta de un semiciclo.
- Eliminando parte de la cresta en ambos semiciclos.

Su funcionamiento se basa en el hecho de que un diodo no conduce hasta que no está polarizado directamente. Existen diferentes tipos:

a) Según la forma de obtener la salida:
- **Limitador serie.** La tensión de salida v_o se obtiene en serie con el diodo limitador.
- **Limitador paralelo.** v_o se obtiene en paralelo con el diodo.

b) Según sobre dónde se realice la limitación:
- **Limitador positivo.** Limita la alternancia positiva de la tensión de entrada v_i.
- **Limitador negativo.** Igual al anterior con la alternancia negativa.
- **Limitador parcial o polarizado.** Limita sólo parte de una alternancia.
- **Limitador parcial doble.** Limita parte de ambas alternancias.

4.3. FUNCIONAMIENTO

■ Limitador serie

Si nos fijamos en la Figura 4.1, observamos que la disposición es idéntica a un rectificador de media onda, por tanto su funcionamiento es conocido; se puede observar que la salida v_o está en serie con D y, en el diagrama de tensiones, que en v_o no aparecen semiciclos negativos, por lo cual es un *limitador serie negativo*.

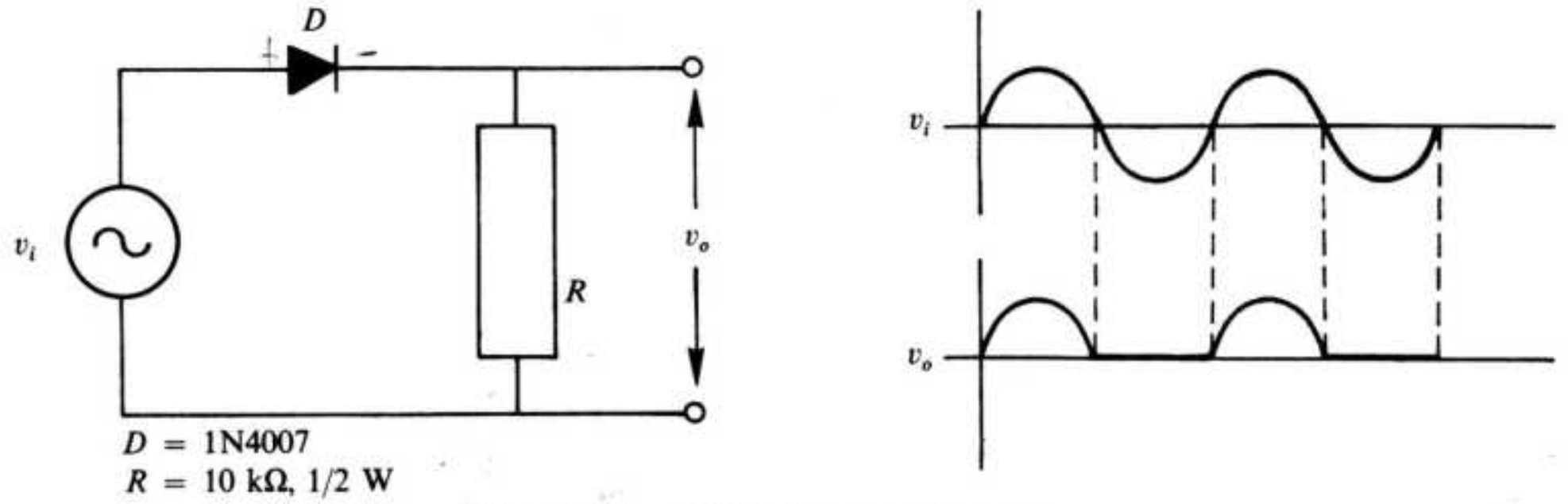


Figura 4.1. Limitador serie negativo.

Si invertimos D (Figura 4.2) obtendremos en v_o sólo semiciclos negativos, limitando, por tanto, los positivos; tenemos en este caso un *limitador serie positivo*.

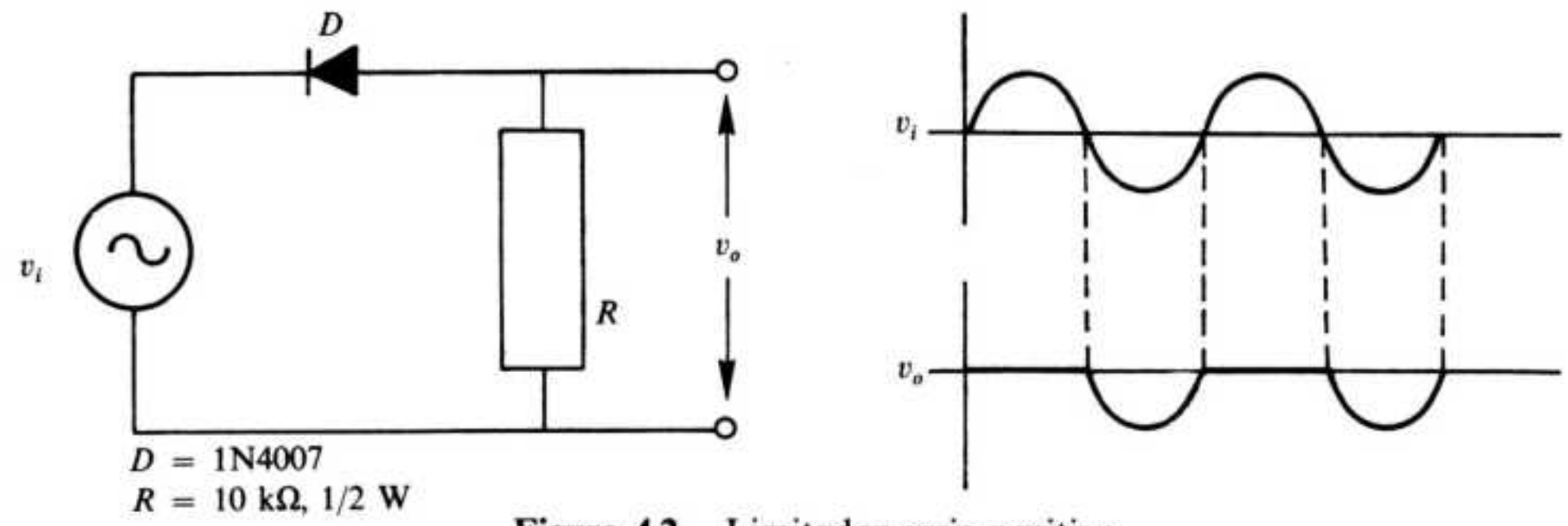


Figura 4.2. Limitador serie positivo.

■ Limitador paralelo

En la Figura 4.3 se representa un *limitador paralelo negativo* ya que en v_o sólo habrá semiciclos positivos, debido al bloqueo de D, por estar polarizado inversamente durante este semiperíodo.

Invirtiendo D obtenemos el *limitador paralelo positivo*. Se deja a la iniciativa del lector comprobar la forma de v_o.

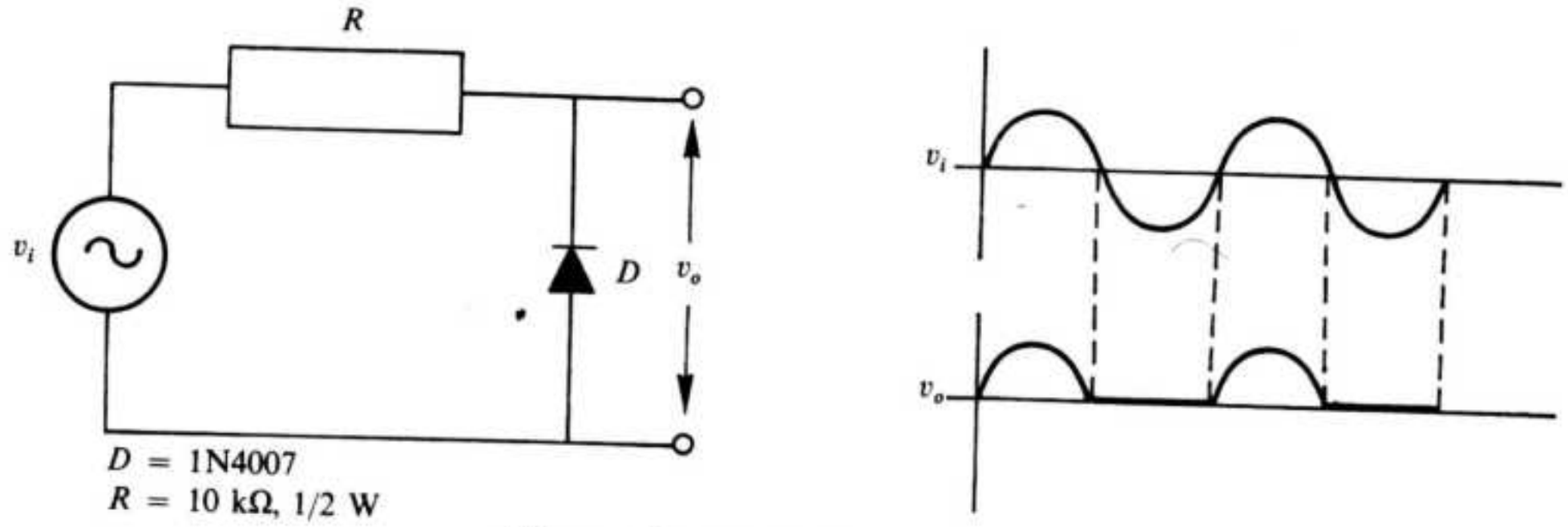


Figura 4.3. Limitador paralelo.

■ Limitador paralelo polarizado

Basa su funcionamiento en el hecho de conectar una batería V_A (véase Fig. 4.4) en serie con D de tal forma que se polariza inversamente. Ocurre, entonces, que D sólo conducirá cuando el semiciclo negativo de v_i alcance un valor $|v_i| > |V_A|$, polarizando directamente al diodo y colocando en la salida el valor fijo V_A. Obsérvese que durante el semiciclo positivo D permanece bloqueado y el diodo soporta una tensión inversa de valor $|v_i| + |V_A|$.

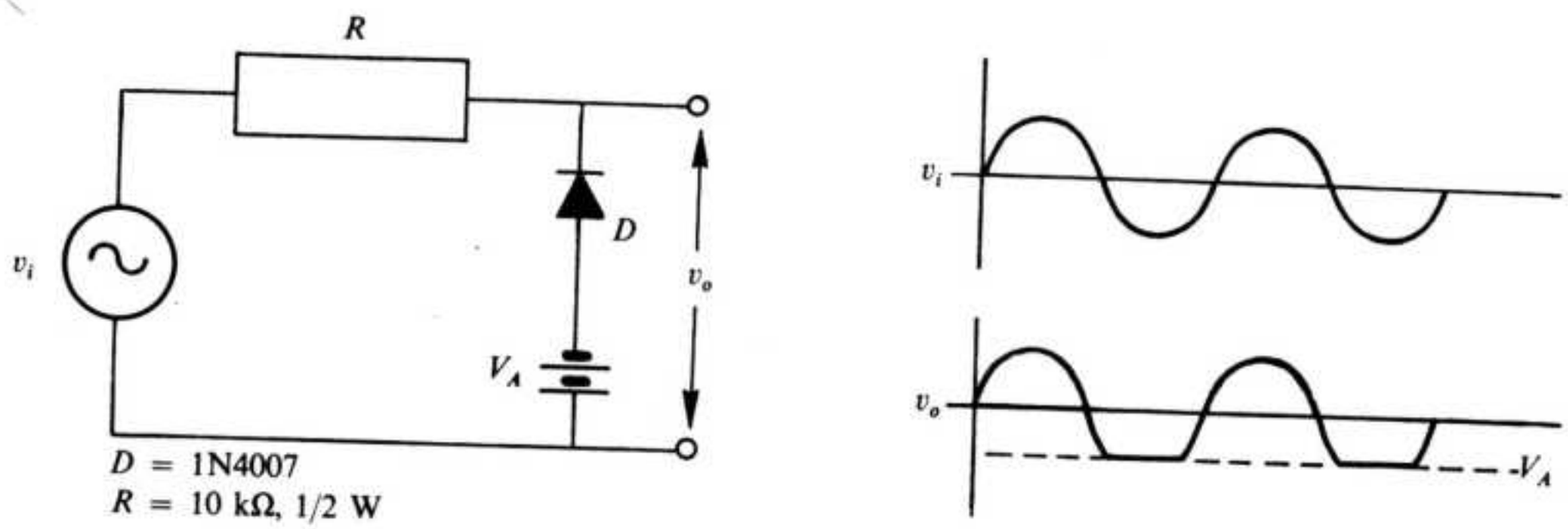


Figura 4.4. Limitador paralelo polarizado.

Por lo explicado, obtenemos un diagrama de v_o como el de la Figura 4.4, y, por tanto, el circuito es un *limitador paralelo negativo polarizado*.

Si invertimos la polaridad de D y de V_A, obtenemos la misma acción, pero sobre el semiciclo positivo, siendo en este caso un limitador paralelo positivo polarizado.

Si la Figura 4.4 la modificamos combinando la acción de los dos limitadores (Fig. 4.5), obtenemos un limitador doble polarizado, que será simétrico si $V_1 = V_2$ y $D_1 = D_2$, pero en cualquiera de los casos actúa cada rama como limitador durante uno de los semiciclos.

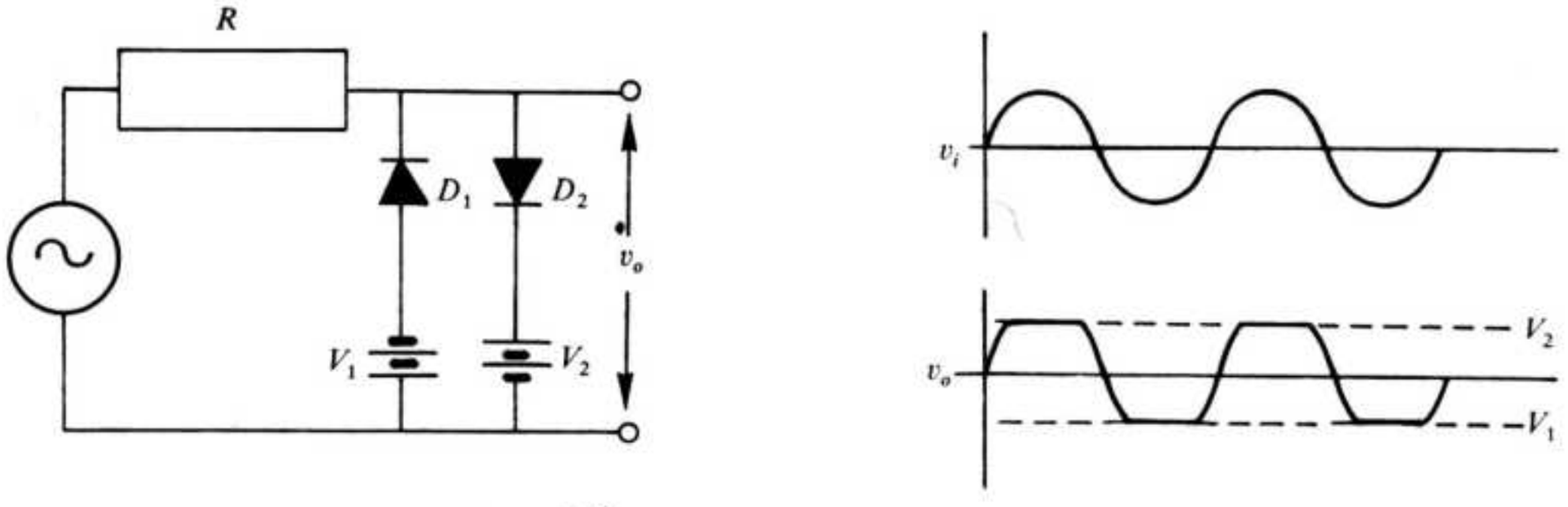


Figura 4.5. Limitador doble polarizado.

4.4. CONSIDERACIONES GENERALES

Hasta ahora, no hemos tenido en cuenta la caída de tensión producida con polarización directa en extremos del diodo (supuesto un diodo de silicio $V_\gamma = 0{,}7$ V).

Si no despreciamos dicha caída de tensión, la salida obtenida en el caso de un limitador serie será inferior en 0,7 V (aproximadamente V_γ) al valor de pico del semiciclo positivo o negativo, según se trate de un limitador negativo o positivo, respectivamente.

Si se trata de un limitador paralelo, la salida será 0,7 V aproximadamente en el semiciclo limitado. Aplíquese la ley de las mallas de Kirchhoff si tal consideración no se ve a simple vista.

Si las magnitudes de v_i son considerablemente grandes frente a esta caída de tensión se podrá despreciar, no así cuando se trate de magnitudes pequeñas, debiéndose valorar la posibilidad de utilizar diodos de germanio.

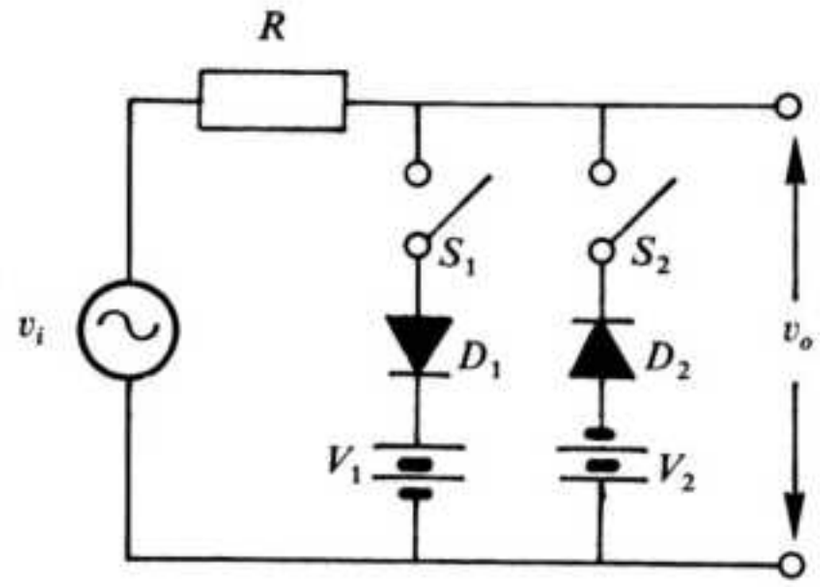
Para el caso de los limitadores polarizados, esto se puede corregir disminuyendo en V_γ la tensión de la fuente de polarización.

Por otra parte, al diseñar un limitador se ha de escoger un diodo cuyas especificaciones cumplan los requisitos del circuito, y calcular el valor de R de tal forma que la corriente que atraviese el diodo no supere la nominal de éste; R cumple una acción limitadora de esta intensidad y además su potencia nominal debe ser superior a la máxima previsible que vaya a disipar en el funcionamiento normal del circuito.

4.5. PROCESO OPERATIVO

1. Conectar el circuito de la Figura 4.1. Aplicar una $v_i = 20V_{pp}$ y 1 kHz procedente de un generador senoidal de B.F.
2. Observar las formas de onda de v_i, v_o y v_D y dibujarlas.
3. Invertir D y repetir el punto anterior.
4. Modificar el circuito para obtener la Figura 4.3.
5. Repetir los puntos 2 y 3, sustituyendo v_D por v_R.

6. Montar el circuito de la Figura 4.6. (Se puede utilizar una fuente simétrica de ± 5 V.) Cerrar S_1 permaneciendo abierto S_2.
7. Repetir el punto 2.
8. Cambiar de posición los dos interruptores y dibujar de nuevo las formas de onda.
9. Cerrar ambos interruptores y repetir la medida de v_o.
10. A la vista de las formas de onda, anotar junto a cada tabla el tipo de cada limitador.



$R = 10$ kΩ, 1/2 W
$D_1 = D_2 = 1N4007$
$V_1 = V_2 = 5$ V
$S_1 = S_2$ interruptor

Figura 4.6. Limitador polarizado experimental.

CUESTIONES

1. ¿En qué basan su funcionamiento los limitadores?
2. ¿Por qué se llama a unos limitadores serie y a otros paralelo?
3. Explicar brevemente la misión de la batería en el limitador polarizado.
4. Supongamos que aplicamos al circuito de la Figura 4.4 una $v_i = 10V_{pp}$, utilizamos un diodo de silicio y V_A entrega 4,3 V. Dibujar la forma de onda que obtendríamos y anotar sus valores, máximo y mínimo.
5. Dibujar la forma de onda de salida en la Figura 4.6 para una $v_i = 5V_{pp}$.

CONCLUSIONES

- Los diodos limitan o recortan parte de una señal alterna aplicada.
- Son serie o paralelo haciendo referencia a cómo se toma la salida con respecto al diodo.
- Los limitadores polarizados recortan parte de uno o de ambos semiciclos.
- Si la amplitud de la tensión aplicada es suficientemente grande, con un doble limitador polarizado se pueden obtener tensiones de salida casi cuadradas a partir de ondas senoidales.
- Con tensiones de entrada pequeñas se debe tener en cuenta la caída de tensión de los diodos.

PRACTICA 5

Fijadores de nivel

5.1. INTRODUCCION

Otra aplicación de los diodos semiconductores son los llamados *fijadores de nivel* o *restauradores de componente continua.*

En el presente capítulo vamos a estudiar diferentes tipos existentes y su comportamiento.

5.2. DESCRIPCION BASICA

Estos circuitos basan su funcionamiento en la acción del diodo, pero al contrario que los limitadores no modifican la forma de onda de la entrada, sino que le añaden a ésta un determinado nivel de c.c. Esto puede ser necesario cuando las variaciones de c.a. deban producirse en torno a un nivel concreto de c.c. o cuando una determinada señal ha «pasado» a través de un acoplamiento capacitivo, que ha desacoplado la c.c. y que es necesario *restaurar* posteriormente.

Existen cuatro tipos básicos:

- **Fijador positivo.** Hace que el menor nivel alcanzado por la señal sea 0, fijando el nivel de referencia en un valor positivo (Fig. 5.1).

Figura 5.1. Efecto de un fijador de nivel positivo.

- **Fijador negativo.** El mayor nivel alcanzado es 0, en otras palabras desplaza el nivel de referencia hacia un valor menor que 0 (Fig. 5.2).

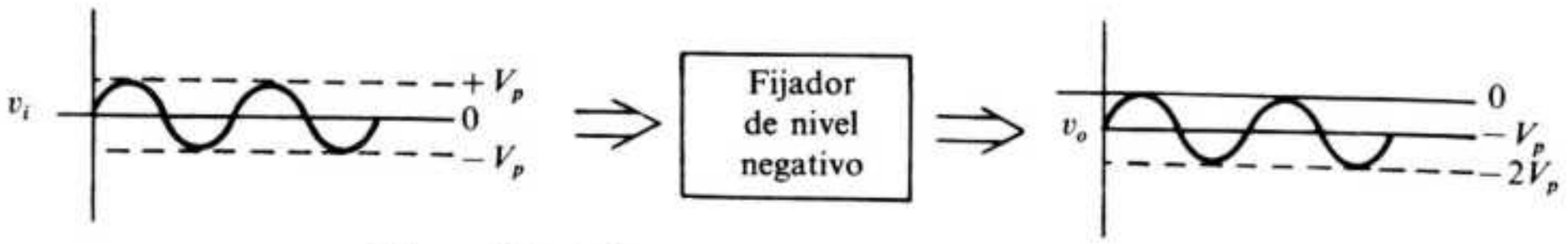


Figura 5.2. Efecto de un fijador de nivel negativo.

- **Fijador positivo polarizado.** Añade el efecto de la polarización de una batería pudiendo ser de dos tipos, según la disposición de la fuente de polarización:

  1. *Polarizado positivo.* Desplaza la señal hacia niveles positivos, permaneciendo la salida incluso en sus valores más bajos por encima de 0.
  2. *Polarizado negativo.* Desplaza la señal hacia un nivel más positivo, pero parte del semiciclo negativo de v_i sigue teniendo valores negativos.

  La Figura 5.3 aclara estas ideas.

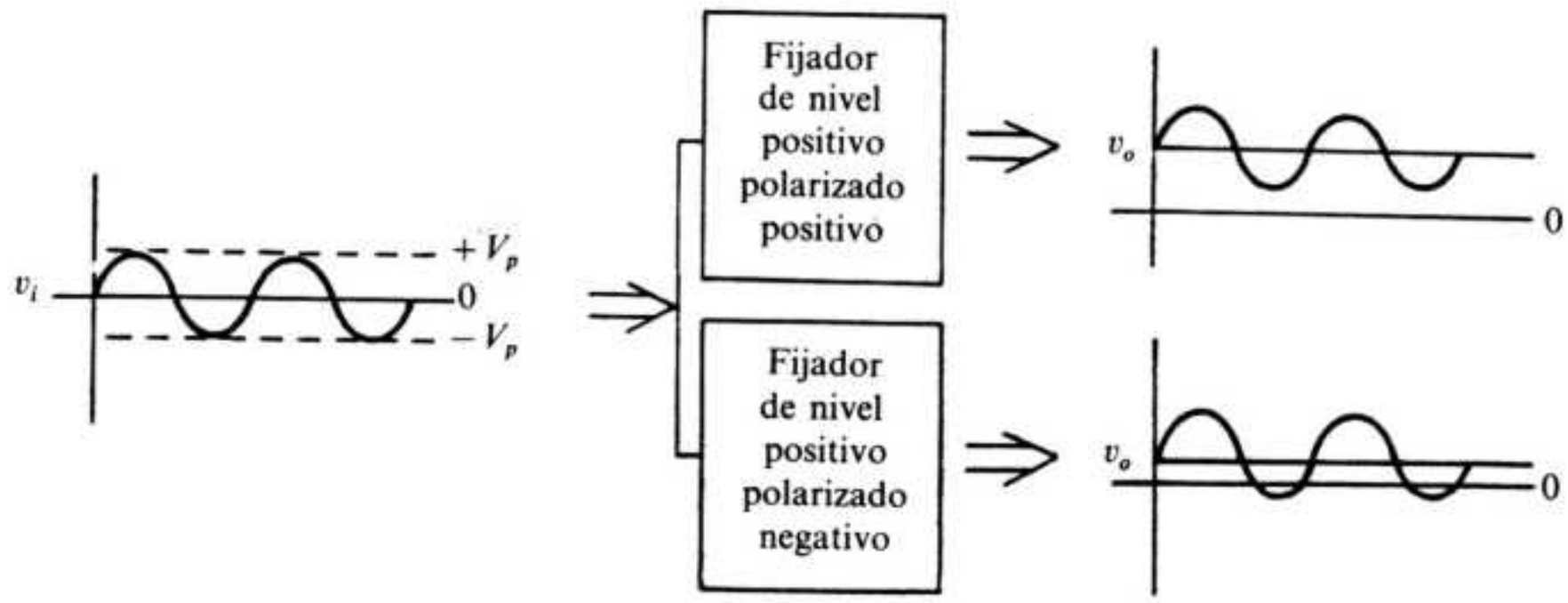


Figura 5.3. Efecto de fijadores de nivel positivos polarizados.

- **Fijador negativo polarizado.** Se diferencia del polarizado positivo en la inversión del diodo; existen dos tipos igualmente, polarizado positivo y polarizado negativo. Ahora, en ambos casos el desplazamiento es hacia valores negativos.

  En la Figura 5.4 se representa tal situación.

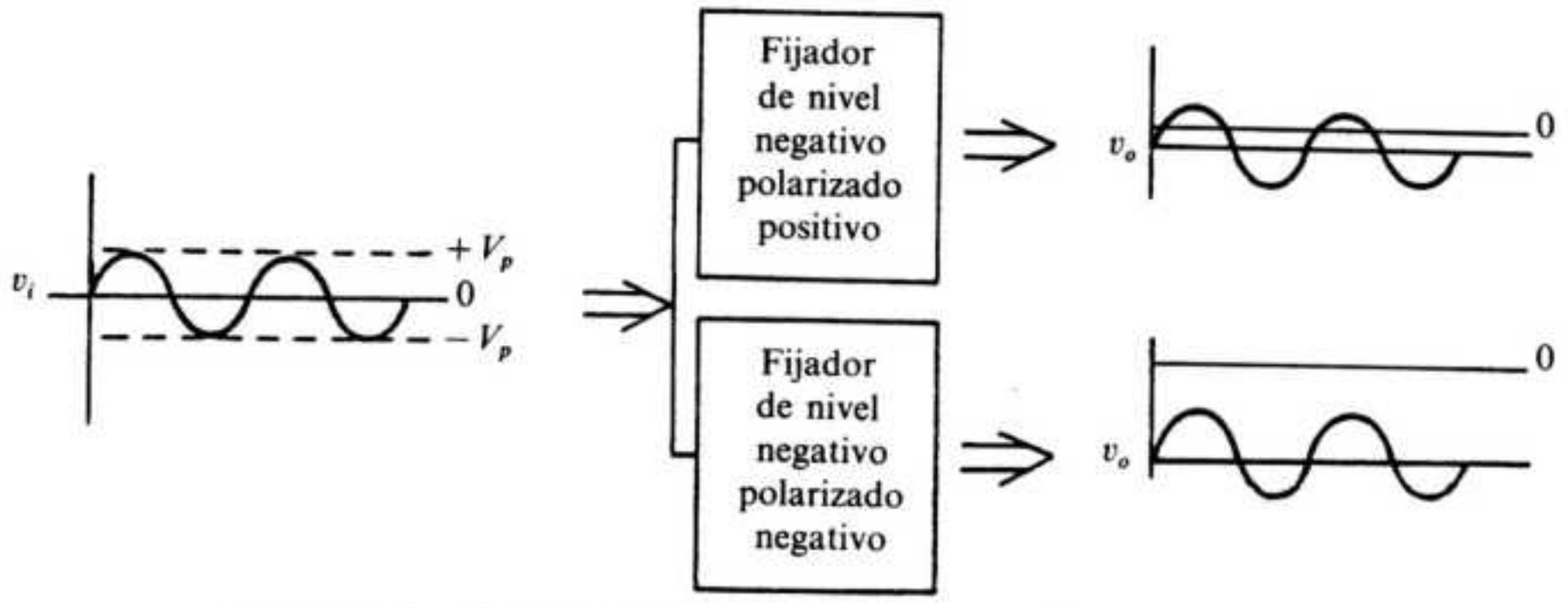


Figura 5.4. Efecto de fijadores de nivel negativos polarizados.

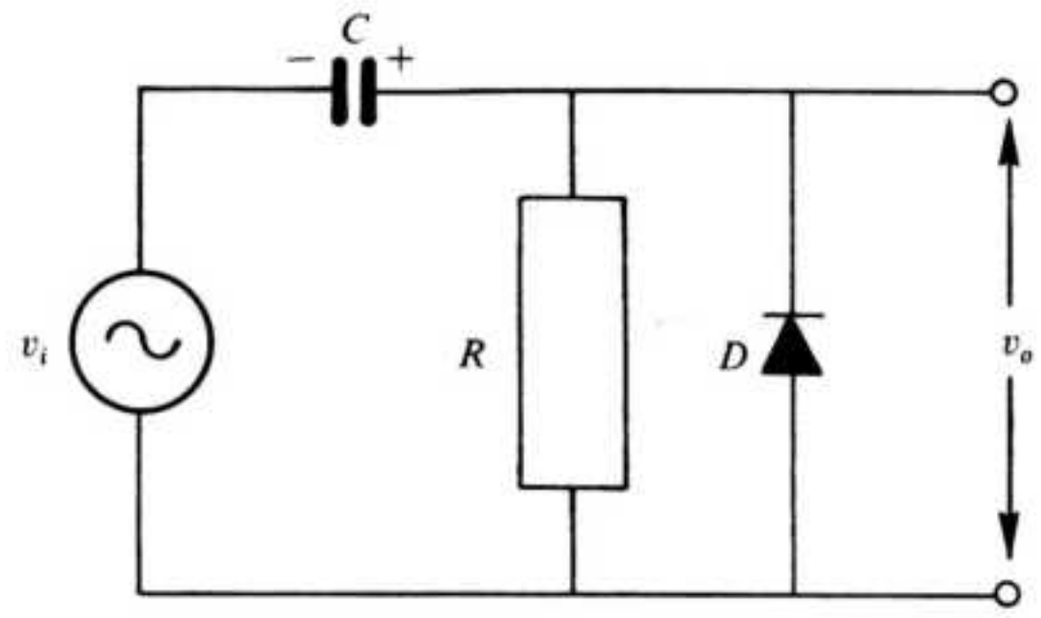
5.3. FUNCIONAMIENTO

■ Fijador positivo

Su esquema básico es el de la Figura 5.5, y su funcionamiento es como sigue (por necesidades que más adelante veremos los valores de C y de R han de ser suficientemente altos):

Si el primer semiciclo de v_i es el positivo, D está bloqueado y C permanece prácticamente descargado debido a la alta constante de tiempo RC, mucho mayor que la duración del semiciclo.

Cuando aparece el semiciclo negativo, D se polariza directamente, con lo cual presenta muy baja resistencia R_F y C se carga al valor de pico negativo de v_i con la polaridad indicada en la Figura 5.5.



D = 1N4007
R = 1 MΩ, 1/2 W
C = 100 nF, 60 V
v_i = $20V_{pp}$, 1 kHz

Figura 5.5. Fijador de nivel positivo.

Al llegar nuevamente el semiciclo positivo D se bloquea y C permanece prácticamente a la totalidad de su carga, debido a la alta constante de tiempo RC. La tensión v_o vale, entonces, la suma de v_i y v_C; ya que las dos tensiones quedan en serie con respecto a la salida, luego $v_o \simeq 2V_p$.

De esta forma hemos conseguido cargar el condensador durante el primer semiciclo negativo al valor V_p y hacerlo permanecer así indefinidamente; según esto, lo podemos sustituir imaginariamente por una batería de la misma tensión (V_p) y la misma polaridad (véase Fig. 5.6).

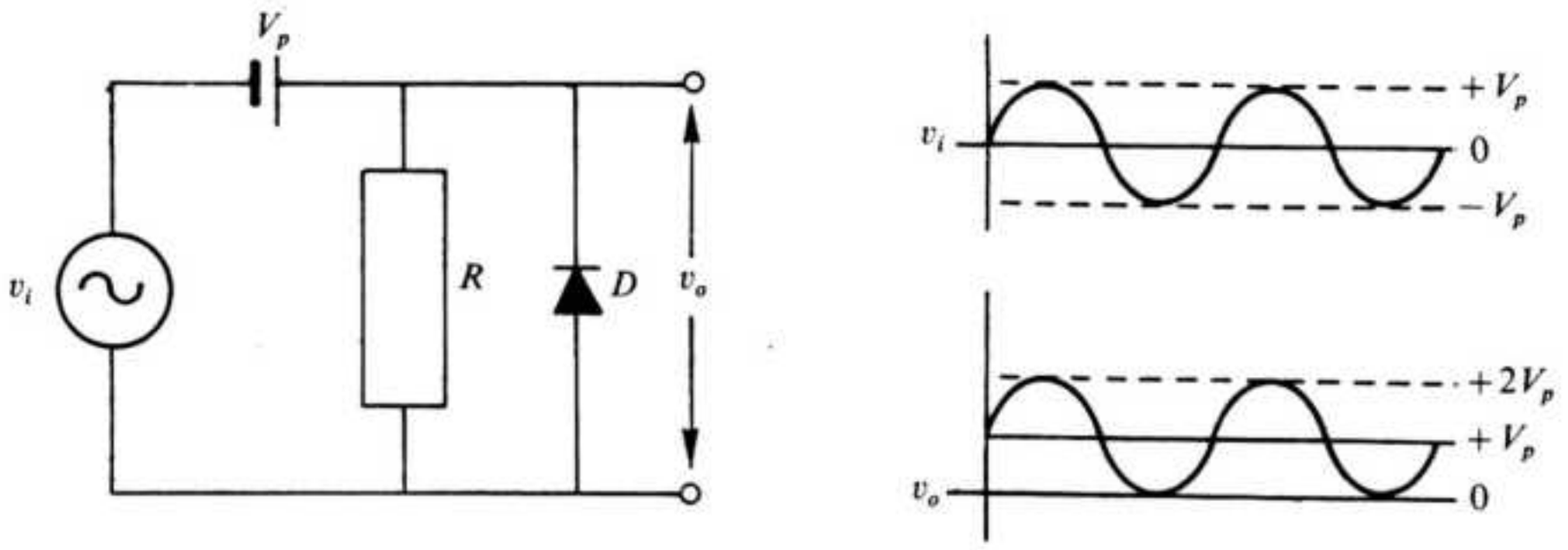


Figura 5.6. Efecto de la carga del condensador en el fijador de nivel positivo.

Bajo estas circunstancias, a efectos prácticos, D está permanentemente bloqueado y la tensión en extremos de C se suma al valor instantáneo de v_i, reflejándose dicha suma en v_o y consiguiendo desplazar el eje de referencia de v_i de 0 a $+V_p$, como se aprecia en el diagrama de tensiones.

Para mayor sencillez se suprime el primer ciclo en todos los diagramas.

■ Fijador negativo

En la Figura 5.7 aparece su esquema. La diferencia con el circuito anterior radica exclusivamente en la inversión del diodo que provoca el cambio de polaridad en la carga de C y, por tanto, el signo de la suma con v_i (resta permanentemente V_p), por lo cual el eje de referencia se desplaza V_p voltios en sentido negativo, quedando todos los valores de v_o por debajo de 0.

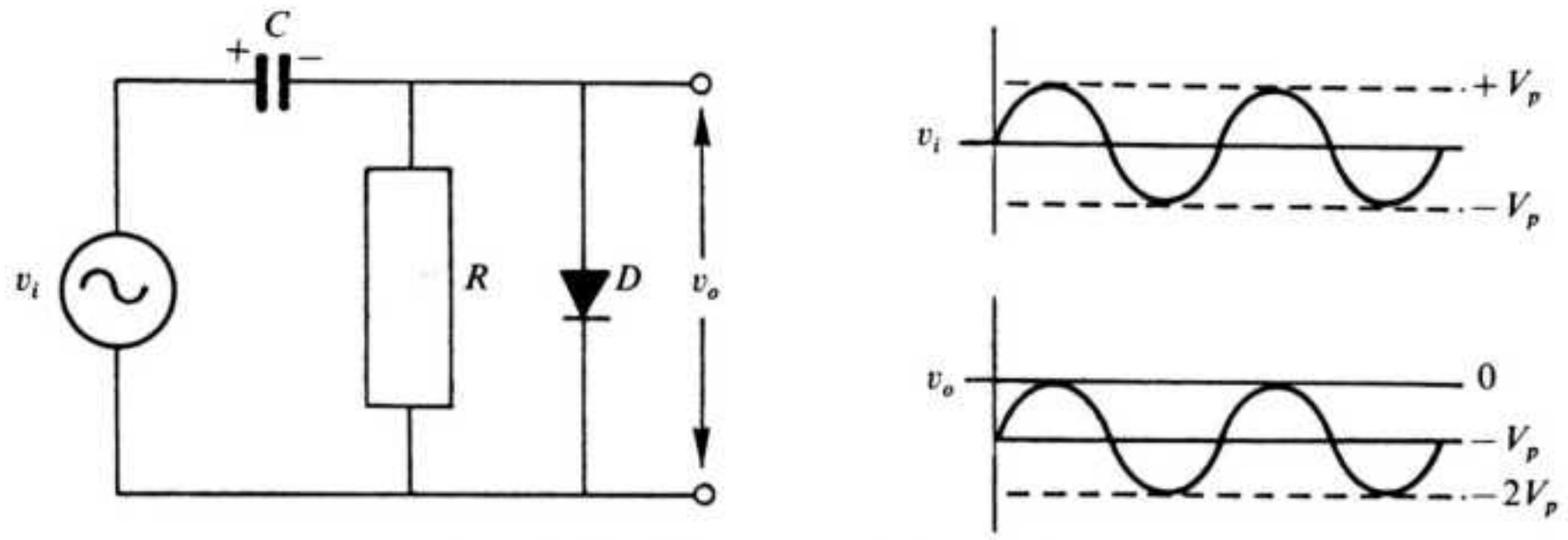


Figura 5.7. Fijador de nivel negativo.

■ Fijador positivo polarizado positivamente

La Figura 5.8 muestra su esquema. La batería de tensión V_A proporciona una tensión adicional que carga C a una tensión prácticamente constante, equivalente a la suma de la tensión de cresta y de V_A, consiguiendo de esta forma un desplazamiento adicional del eje de referencia al que se producía en el fijador positivo sin polarizar.

Obsérvese que, cuando C se carga, la polaridad de v_i y de V_A está en serie directa y, por ello, se suman. El diagrama de tensiones de la Figura 5.8 demuestra este efecto.

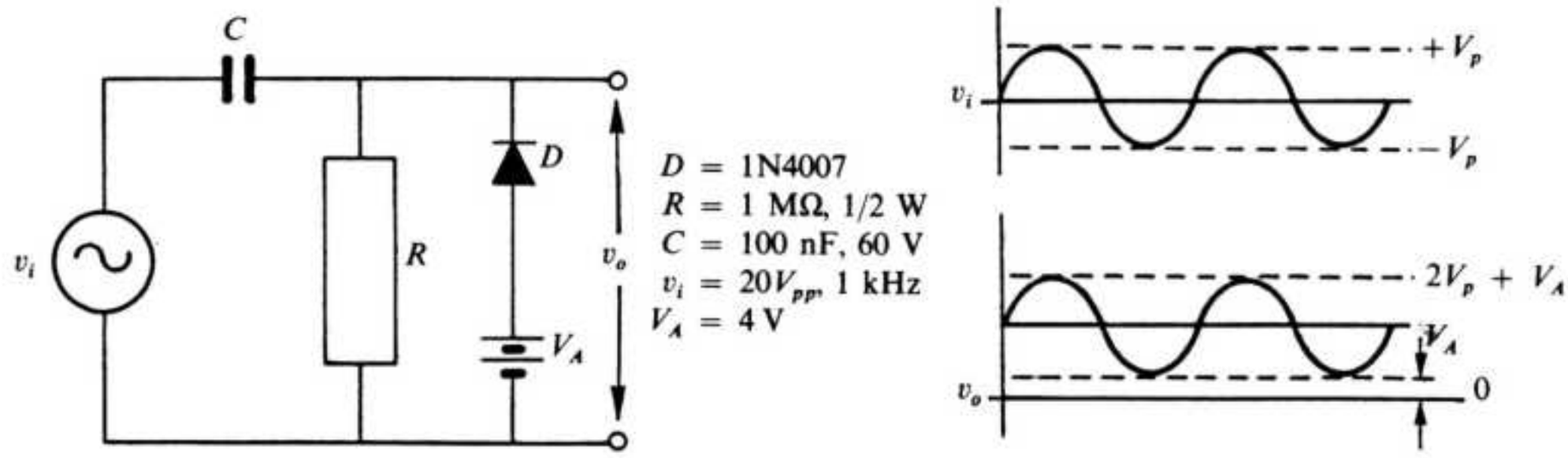


Figura 5.8. Fijador de nivel positivo polarizado positivamente.

■ Fijador positivo polarizado negativamente

Observando la Figura 5.9 y estudiando las polaridades de v_i durante el semiciclo de carga de C, el negativo, y de V_A se aprecia que éstas se restan por estar en oposición, por tanto el desplazamiento conseguido en este caso es menor, quedando parte del semiciclo negativo de v_i con valores inferiores a 0, como demuestra el diagrama de tensiones.

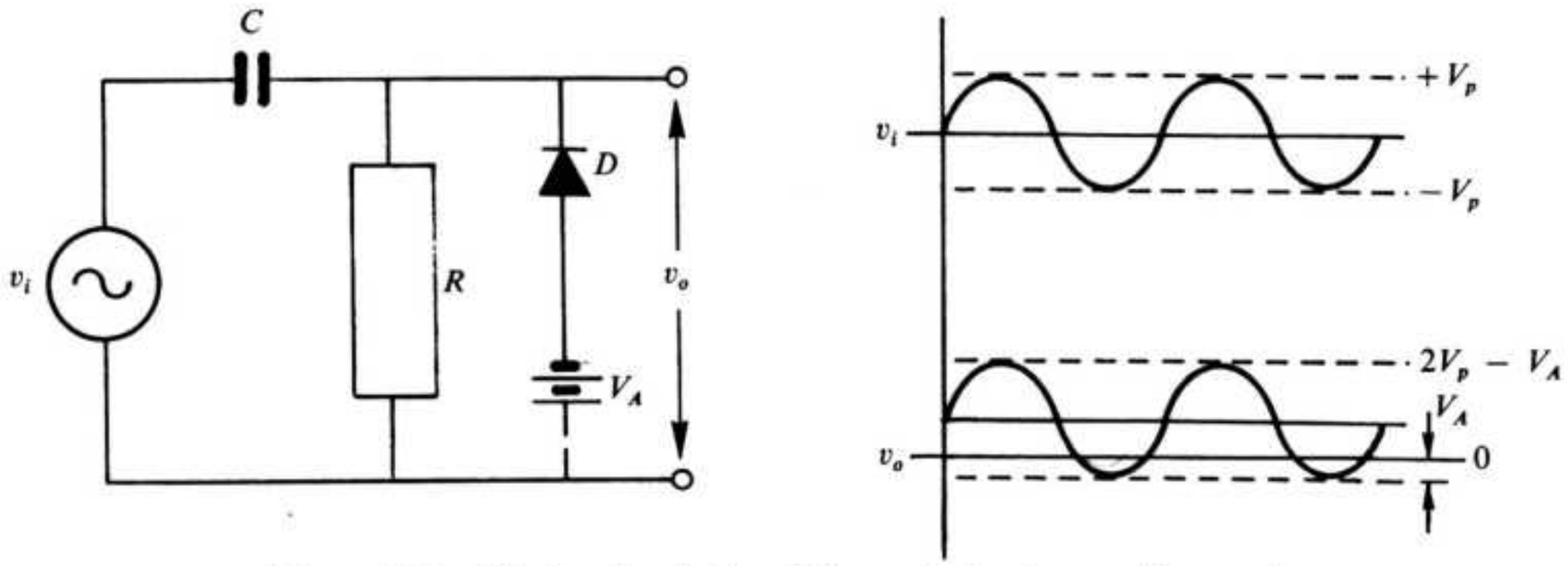


Figura 5.9. Fijador de nivel positivo polarizado negativamente.

■ Fijador negativo polarizado negativamente

Su esquema es igual al de la Figura 5.8, invirtiendo D y V_A, y la forma de onda de v_o es simétrica respecto a 0 de la correspondiente a aquel circuito.

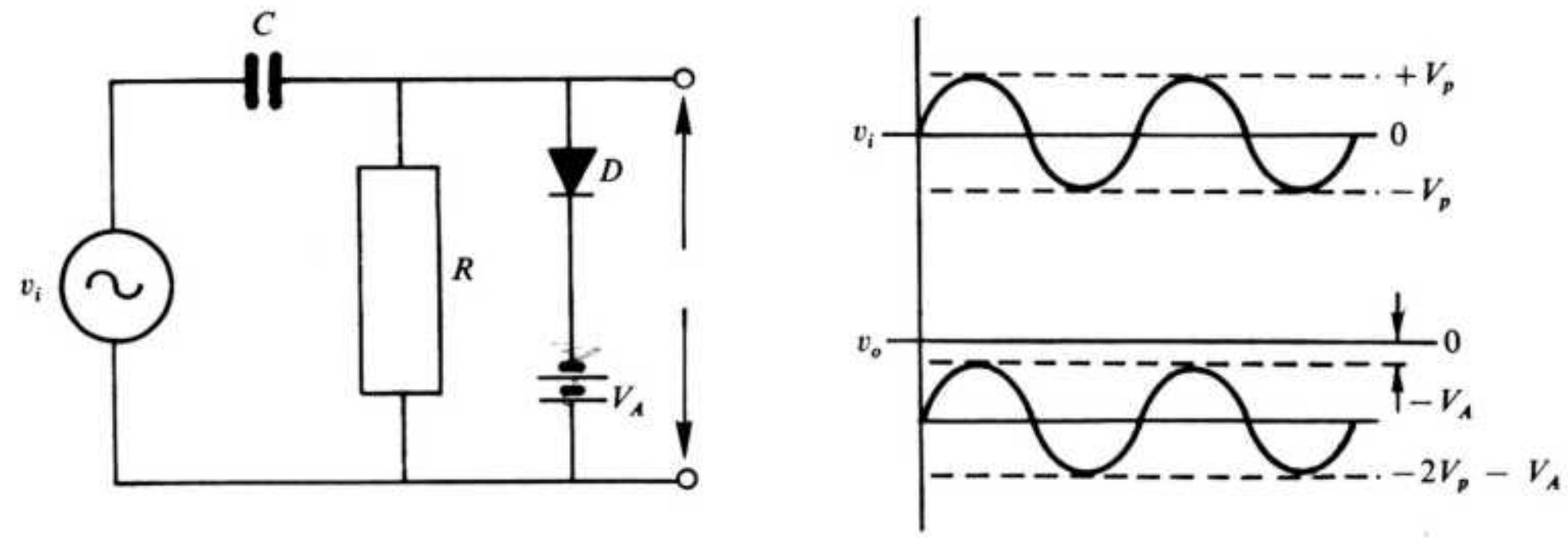


Figura 5.10. Fijador de nivel negativo polarizado negativamente.

■ Fijador negativo polarizado positivamente

Igual que la Figura 5.9, D y V_A invertidos, y su forma de onda, simétrica respecto a aquélla.

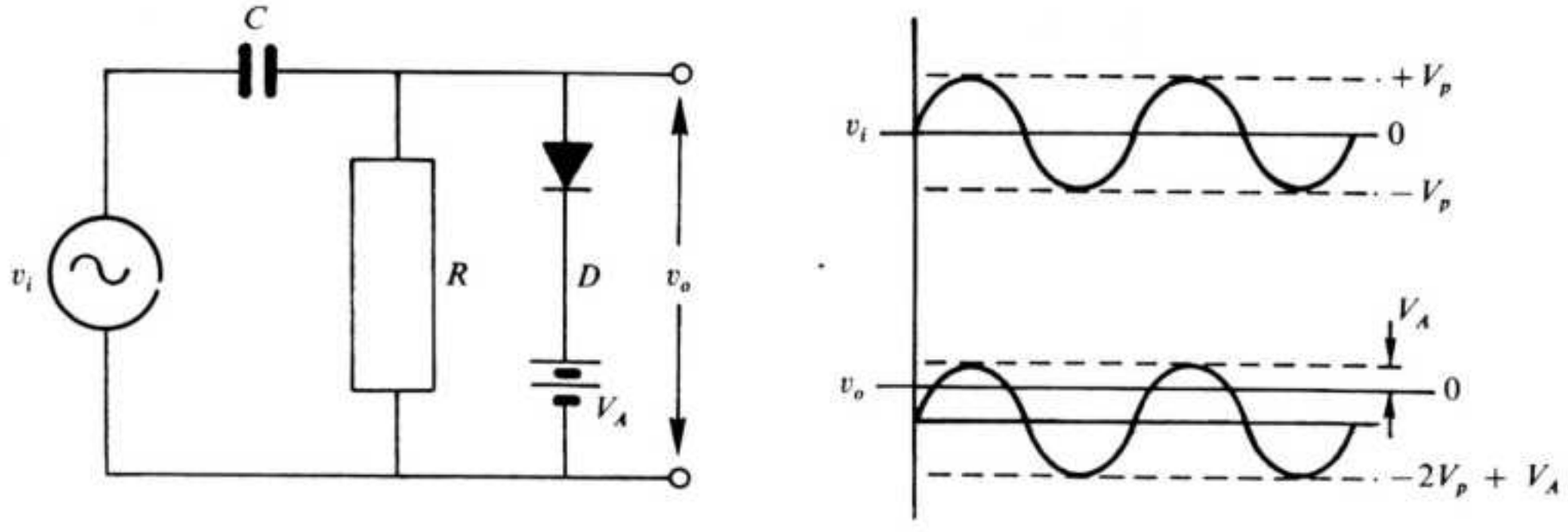


Figura 5.11. Fijador de nivel negativo polarizado positivamente.

5.4. CONSIDERACIONES GENERALES

Hemos hecho mención anteriormente a los valores de C y R, debido a que de ellos depende la constante de tiempo del circuito. Esta constante debe ser elevada respecto al período de v_i; a estos efectos diremos que $\tau = RC$ se considera grande cuando sea igual o mayor a 10 períodos de v_i; de esta forma la posible descarga de C es bastante corta.

Por otra parte, aunque el valor de R ha de ser grande para cumplir el anterior requisito, no es conveniente que sea excesivamente alto para que el circuito responda bien a los cambios de amplitud de la tensión de entrada, por tanto, el valor de R deberá ser de compromiso.

Sirva como ejemplo, para valores de frecuencia de v_i próximos al kHz, valores de R próximos a 1 MΩ.

Al igual que en los limitadores, debe valorarse en su caso la influencia de la caída de tensión, en polarización directa, del diodo sobre la tensión de salida.

5.5. PROCESO OPERATIVO

1. Montar el circuito de la Figura 5.5, aplicarle una señal senoidal pura (sin componente continua) de $20V_{pp}$ y 1000 Hz.
2. Colocar el selector de modo del osciloscopio en c.c. Medir y dibujar en una tabla las formas de onda de v_i y de v_o.
3. Modificar el circuito anterior para conseguir la Figura 5.7 y repetir los apartados anteriores.
4. Conectar el circuito de la Figura 5.8. Ajustar $V_A = 4$ V. Aplicar la misma señal v_i anterior y realizar las medidas del punto 2.
5. Invertir la polaridad de V_A y repetir las medidas.
6. Invertir las conexiones de D y de V_A para obtener el circuito de la Figura 5.10. Realizar de nuevo las medidas.
7. Conexionar de nuevo V_A en sentido invertido y repetir las medidas.
8. A la vista de los oscilogramas exclusivamente, identificar cada tipo de fijado de nivel.

CUESTIONES

1. Razonar por qué la tensión en extremos del condensador en un fijador de nivel permanece prácticamente constante.
2. ¿Cuál es la diferencia entre un fijador de nivel positivo y uno negativo?
3. Disponemos de un fijador de nivel negativo polarizado positivamente, en el que $v_i = 30V_{pp}$ y $V_A = 3$ V. Dibujar la forma de onda de salida, anotando los valores importantes.
4. Deseamos que el mínimo valor alcanzado por una señal senoidal exenta de c.c. sea de 7 V positivos, la amplitud de dicha señal es de 14 V. Dibujar el circuito que cumpla tal cometido, indicando el voltaje y la polaridad de la fuente de c.c. en caso de necesitarse.

CONCLUSIONES

- Los fijadores de nivel añaden un nivel de c.c. a una señal alterna, haciendo que ésta varíe sobre dicho valor de c.c.
- Se llaman polarizados cuando, al efecto del propio fijador, se añade el de una batería para variar el nivel de c.c.
- El condensador actúa como una batería cuya tensión es igual a la de pico de la tensión de entrada.
- Con la resistencia conseguimos constantes de tiempo elevadas para evitar la descarga del condensador.

PRACTICA 6

El diodo zéner

6.1. INTRODUCCION

En la Práctica 1 estudiábamos el diodo semiconductor; en él se expresaba que, al polarizar un diodo inversamente, se podía alcanzar la destrucción de éste de dos formas, por efecto avalancha o por efecto zéner.

Pues bien, esta limitación (ruptura por efecto zéner) es aprovechada en el diodo zéner, encontrando sus principales aplicaciones en reguladores de tensión y como elementos de referencia de tensión para otros circuitos. De su estudio nos ocuparemos en la presente práctica, primero, como componente aislado y, posteriormente, como elemento regulador.

6.2. DESCRIPCION BASICA

El diodo zéner basa su funcionamiento en el efecto zéner, de ahí su nombre.

Recordemos que, en polarización inversa y alcanzada esta zona, a pequeños aumentos de tensión corresponden grandes aumentos de corriente.

Este componente es capaz de trabajar en dicha región cuando las condiciones de polarización lo determinen y, una vez hayan desaparecido éstas, recupera sus propiedades como diodo normal, no llegando por este fenómeno a su destrucción salvo que se alcance la corriente máxima de zéner $I_{Z\,máx}$ indicada por el fabricante.

Lógicamente, la geometría de construcción es diferente al resto de los diodos, estribando su principal diferencia en la delgadez de la zona de unión entre los materiales tipo *P* y tipo *N*, así como de la densidad de dopado de los cristales básicos.

Sus parámetros principales son:

- V_z = Tensión nominal de zéner. Polarización inversa en torno a la cual su funcionamiento es efectivo.
- $I_{Z\,min}$ = Mínima corriente inversa que ha de atravesar el diodo para asegurar su correcto funcionamiento, también llamada corriente de mantenimiento.
- $I_{Z\,máx}$ = Máxima corriente inversa que lo puede atravesar con garantía de no destrucción.
- P_Z = Potencia de disipación nominal del componente que no debe ser sobrepasada.

Existen distintos símbolos para su representación esquemática; la Figura 6.1 presenta los más usuales y su aspecto exterior, que no difiere en nada de los diodos semiconductores normales. En su designación se da información del tipo y de su tensión nominal de zéner.

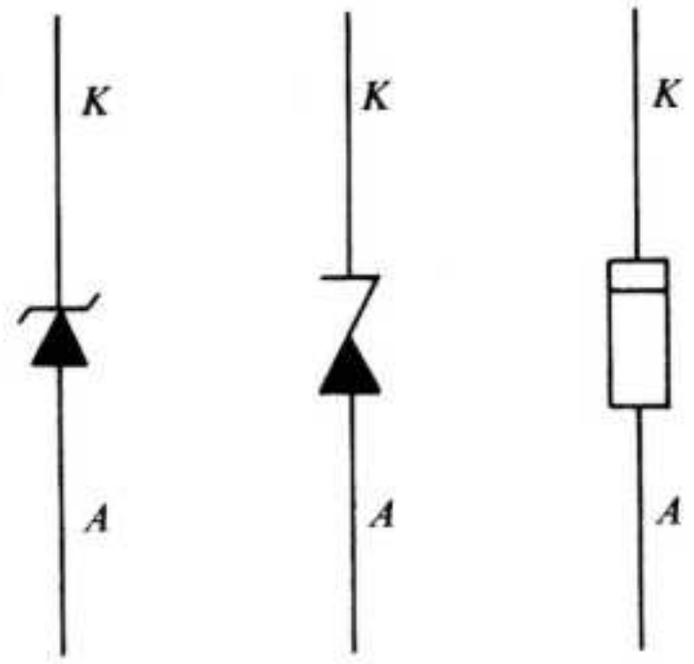


Figura 6.1. Diodo zéner. Símbolos esquemáticos y aspecto físico.

6.3. FUNCIONAMIENTO

■ El zéner como componente

Como ha quedado expuesto, el diodo zéner está ideado para trabajar con polarización inversa, careciendo de interés su funcionamiento en polarización directa, que es igual al de cualquier diodo semiconductor.

La Figura 6.2 corresponde a su característica tensión-corriente, y en ella nos apoyaremos para estudiar su funcionamiento.

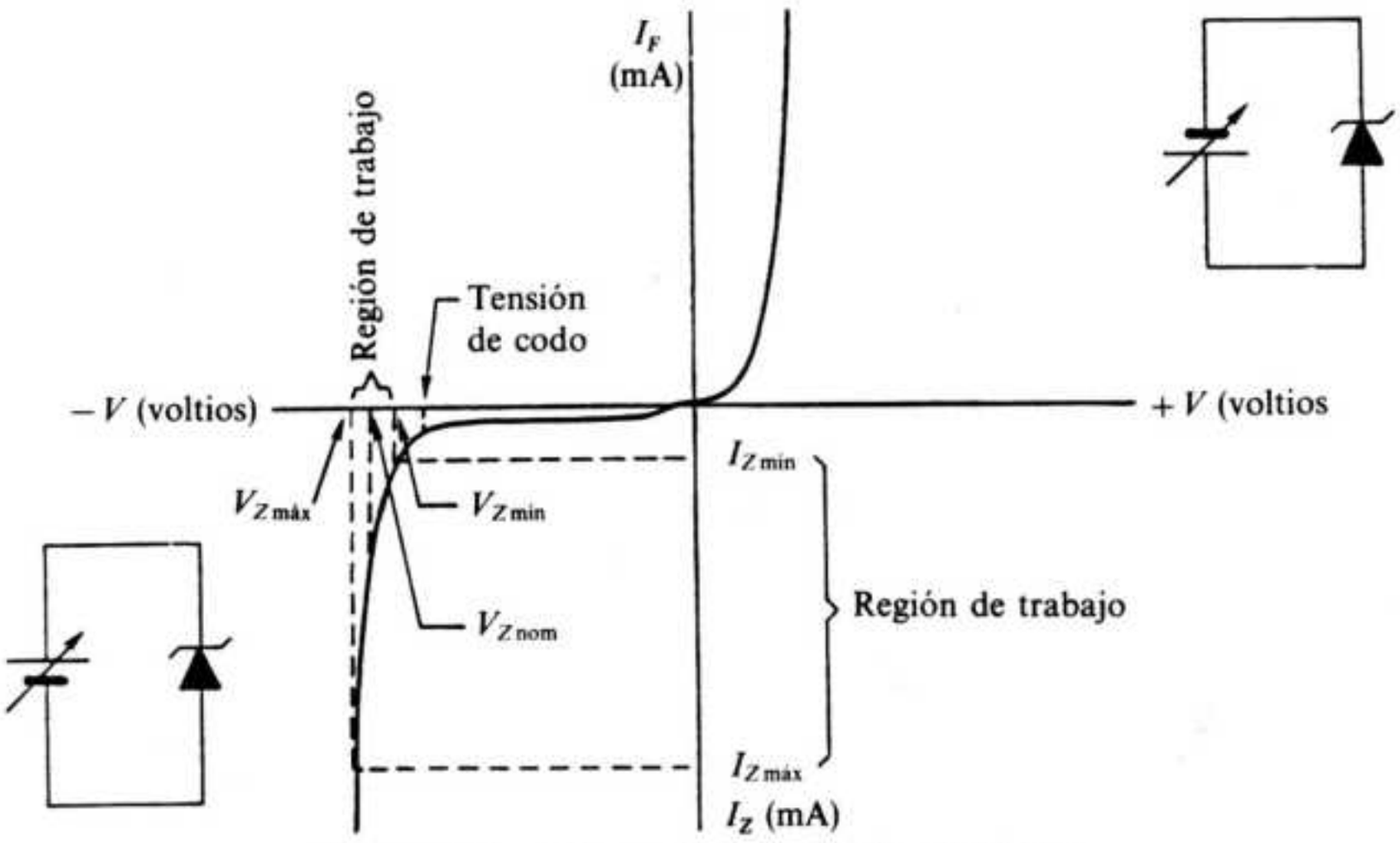


Figura 6.2. Característica tensión-corriente.

Cuando el zéner está polarizado inversamente, con pequeños valores de tensión se alcanza la corriente inversa de saturación, prácticamente estable y de magnitudes despreciables a efectos prácticos.

Si sigue aumentando la tensión de polarización inversa se alcanza un determinado valor, denominado tensión de codo o de giro, donde los aumentos de corriente son considerables frente a los aumentos de tensión (apréciese en torno a esta tensión la curvatura de la gráfica). Sobrepasada esta zona, a pequeños incrementos de tensión corresponden aumentos elevados de la corriente I_z.

Alcanzada la circunstancia anterior, nos encontramos en la región de trabajo efectivo del zéner. Debemos hacer ciertas consideraciones en este momento:

1. Se ha de asegurar que, en régimen de trabajo, el diodo sea atravesado como mínimo por una corriente inversa, $I_{Z\,min}$, expresada por el fabricante para excluir la región de giro del funcionamiento normal.
2. No se debe sobrepasar en ningún caso $I_{Z\,máx}$ para asegurar la supervivencia del componente.
3. Estos dos valores de I_Z llevan asociados un par de valores de tensión, V_Z; aproximadamente, el valor medio de ellos representa la tensión nominal de zéner $V_{Z\,nom}$. Se suele expresar en las características un porcentaje de tolerancia sobre la tensión nominal.
4. La potencia disipada en cada momento, P_Z, vendrá expresada por el producto de los valores instantáneos de V_Z e I_Z.
5. Los valores de $I_{Z\,min}$ e $I_{Z\,máx}$ con sus valores de V_Z asociados representan la región de trabajo.

En estos momentos estamos en condiciones de asegurar que, en la región de trabajo, el zéner es capaz de mantener en sus extremos una tensión considerablemente estable.

■ El zéner como regulador de tensión

En muchas circunstancias la tensión aplicada a una carga puede sufrir variaciones indeseables que alteren el funcionamiento normal de la misma.

Estas variaciones generalmente vienen provocadas por:

1. Una variación de la resistencia de carga, que lleva emparejada una variación de la intensidad de carga.
2. Variaciones de la propia fuente de alimentación.
3. Por ambas causas.

Si elegimos un diodo zéner de tensión nominal igual a la que es necesaria aplicar a la carga y somos capaces de hacerlo funcionar en su región de trabajo, conseguiremos una tensión sin apenas variaciones.

El objeto de este apartado es diseñar un circuito capaz de conseguirlo, para ello nos apoyaremos en ejemplos de cada una de las tres posibles situaciones.

Ejemplo de diseño para la causa 1

Supongamos que deseamos alimentar una carga que absorbe una corriente que puede variar entre 10 mA y 40 mA, para una tensión $V_L = 12$ V. Para ello disponemos de una f.a. $V_A = 18$ V.

Debemos atenernos a unas condiciones mínimas para abordar el diseño con éxito. Estas condiciones son:

1. El circuito se diseña para las peores condiciones ($I_{L\,máx}$).
2. El zéner debe ser en todo momento atravesado por una $I_{Z\,min}$ para asegurar su efecto regulador; fijémosla en 5 mA (este dato sería dado por catálogo).
3. La tensión de la fuente ha de ser en todo momento mayor que la aplicada a la carga para asegurar $I_{Z\,min}$.
4. Debemos disponer de una resistencia limitadora en serie que absorba la diferencia de tensión entre V_A y V_L; será R_{lim}.

De esta forma, el circuito quedaría como el representado en la Figura 6.3, con lo cual el zéner asegura la estabilidad de la tensión V_L.

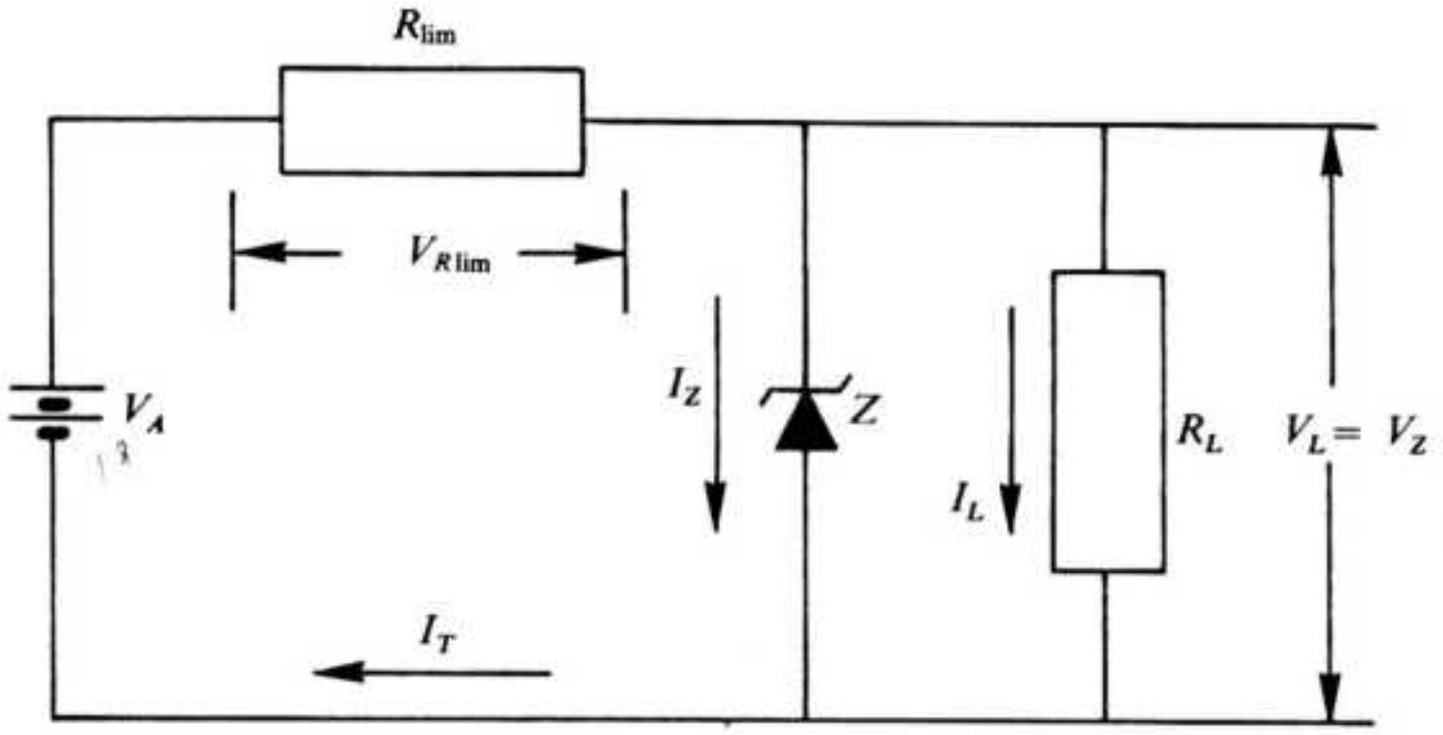


Figura 6.3. Zéner como regulador de tensión para carga variable.

Si hemos de asegurar $I_{Z\,min}$

$$I_T = I_{Z\,min} + I_{L\,máx} = 5 + 40 = 45 \text{ mA}$$

R_{lim} debe absorber la diferencia de tensión, luego

$$V_{R\,lim} = V_A - V_L = 18 - 12 = 6 \text{ V}$$

de donde

$$R_{lim} = \frac{V_{R\,lim}}{I_T} = \frac{6}{45 \cdot 10^{-3}} = 133{,}3\ \Omega$$

ahora bien, no olvidemos que tratamos de realizar un montaje práctico, y resistencias normalizadas de 133,3 Ω no existen, luego deberíamos elegir entre los dos valores normalizados más próximos. Tomaremos valores normalizados al 10 por 100, esto es

$$120\ \Omega < 133{,}3\ \Omega < 150\ \Omega$$

Si eligiéramos 150 Ω, que es el más próximo superior, no quedaría garantizada $I_{Z\,min}$, luego se ha de elegir siempre el primer valor inferior normalizado; de esta forma, $R_{lim} = 120\ \Omega$ esto obliga a calcular de nuevo I_T

$$I_T = \frac{V_{R\,lim}}{R_{lim}} = \frac{6}{120} = 50\ \text{mA}$$

ahora, la mínima corriente que atravesará al zéner será:

$$I_{Z\,min} = I_T - I_{L\,máx} = 50 - 40 = 10\ \text{mA}$$

Como es necesario conocer la potencia que ha de disipar R_{lim}:

$$P_{R\,lim} = V_{R\,lim} \cdot I_T = 6 \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 0,\ 3\ \text{W}$$

Para dar fiabilidad al circuito, se hace necesario sobredimensionar las potencias nominales frente a las disipadas reales, del orden del doble, en este caso $P_{R\,lim} = 1/2$ W.

Del mismo modo, se ha de conocer la potencia máxima que ha de disipar el zéner, que corresponderá al mínimo valor de I_L, entonces

$$I_{Z\,máx} = I_T - I_{L\,min} = 50 - 10 = 40\ \text{mA}$$

de donde

$$P_Z = V_Z \cdot I_{Z\,máx} = 12 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 480\ \text{mW}$$

por lo que elegimos un zéner cuya $P_Z = 1$ W.

De esta forma el circuito queda totalmente calculado

$$R_{lim} = 120\ \Omega,\ 1/2\ W$$

$$\text{zéner que cumpla} \begin{cases} V_Z = 12\ \text{V} \\ I_{Z\,min} < 10\ \text{mA} \\ P_Z = 1\ \text{W} \end{cases}$$

Obsérvese que I_T no varía y que el zéner varía su corriente absorbida, compensando las variaciones producidas en I_L y asegurando, de esta forma, la estabilidad de V_L.

Ejemplo de diseño para la causa 2

Es necesario alimentar una carga de 500 Ω con una tensión de 10 V, a partir de una fuente que suministra una tensión que puede variar entre 15 y 20 V. (En adelante tomaremos $I_{Z\min} = 5$ mA y recordemos que este dato se obtendría del catálogo al elegir el zéner.)

El esquema de diseño se representa en la Figura 6.4.

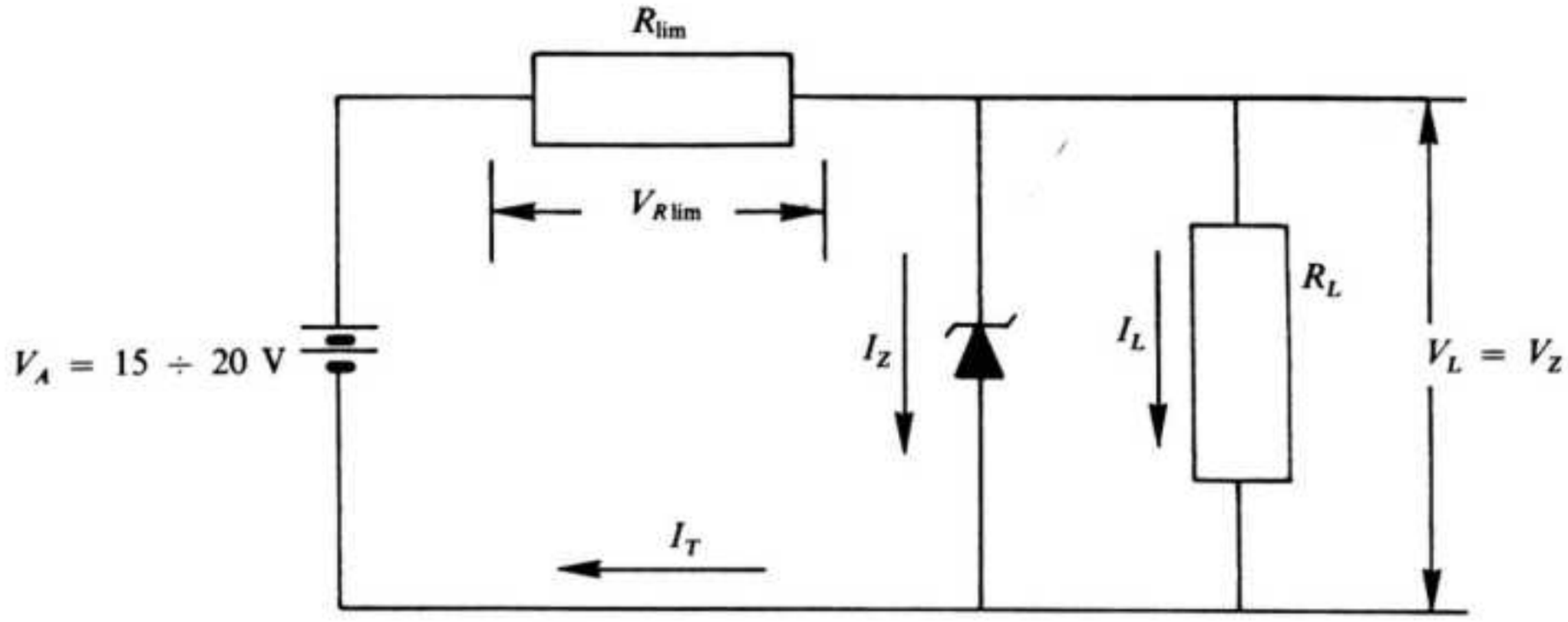


Figura 6.4. Regulador de tensión con zéner para fuente de tensión variable.

En este caso, las condiciones de trabajo vienen determinadas por la fuente y, de nuevo, hay que asegurar $I_{Z\min}$.

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{10}{500} = 20 \text{ mA}$$

Ahora bien, para asegurar V_L, al variar V_A, debe variar $V_{R\,\text{lim}}$ y, por tanto, I_T; luego $I_{T\min}$ corresponderá al caso de $V_{A\min}$ (que resulta ser el caso más desfavorable)

$$I_{T\min} = I_L + I_{Z\min} = 20 + 5 = 25 \text{ mA}$$

si, para estas condiciones, calculamos R_{lim}, $I_{Z\min}$ no será nunca inferior a 5 mA, entonces

$$V_{R\,\text{lim}\,\min} = V_{A\min} - V_L = 15 - 10 = 5 \text{ V}$$

de donde

$$R_{\text{lim}} = \frac{V_{R\,\text{lim}\,\min}}{I_{T\min}} = \frac{5}{25 \cdot 10^{-3}} = 200\ \Omega$$

Por las razones ya expuestas, el valor real de R_{lim} será 180 Ω, con lo cual $I_{Z\min}$ aumentará ligeramente su valor.

$$I_{Z\,\min\,\text{real}} = \frac{5}{180} - 20 \cdot 10^{-3} = 7{,}7 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

La potencia de R_{lim} será calculada para el valor máximo de V_A, ya que será entonces cuando la potencia disipada sea mayor

$$P_{R\,\text{lim}} = \frac{(V_{R\,\text{lim máx}})^2}{R_{\text{lim}}} = \frac{10^2}{180} = 0{,}555\ \text{W} = 555\ \text{mW}$$

de donde

$$P_{R\,\text{lim}} = 1\ \text{W}$$

Del mismo modo, la máxima potencia disipada por el zéner corresponderá a la misma situación, que es cuando mayor corriente absorbe, luego

$$I_{Z\,\text{máx}} = I_{T\,\text{máx}} - I_L = \frac{V_{R\,\text{lim máx}}}{R_{\text{lim}}} - I_L = \frac{10}{180} - 0{,}02 = 0{,}0355\ \text{A} = 35{,}5\ \text{mA}$$

$$P_{Z\,\text{máx}} = V_Z \cdot I_{Z\,\text{máx}} = 10 \cdot 35{,}5 = 355\ \text{mW}$$

resultando

$$R_{\text{lim}} = 180\ \Omega,\ 1\ \text{W}$$

$$\text{zéner de} \begin{cases} V_Z = 10\ \text{V} \\ I_{Z\,\text{min}} < 7{,}7\ \text{mA} \\ P_Z = 1\ \text{W} \end{cases}$$

Ejemplo de diseño para la causa 3

Para alimentar una carga que absorbe una corriente que varía entre 10 mA y 50 mA, a una tensión de 10 V, disponemos de una fuente que suministra una tensión que varía entre 15 y 20 V. Hay que diseñar el circuito necesario.

Apoyándonos en los dos casos anteriores, $I_{Z\,\text{min}}$ se ha de asegurar para $I_{L\,\text{máx}}$ y para $V_{A\,\text{min}}$ simultáneamente. La Figura 6.5 muestra el circuito correspondiente

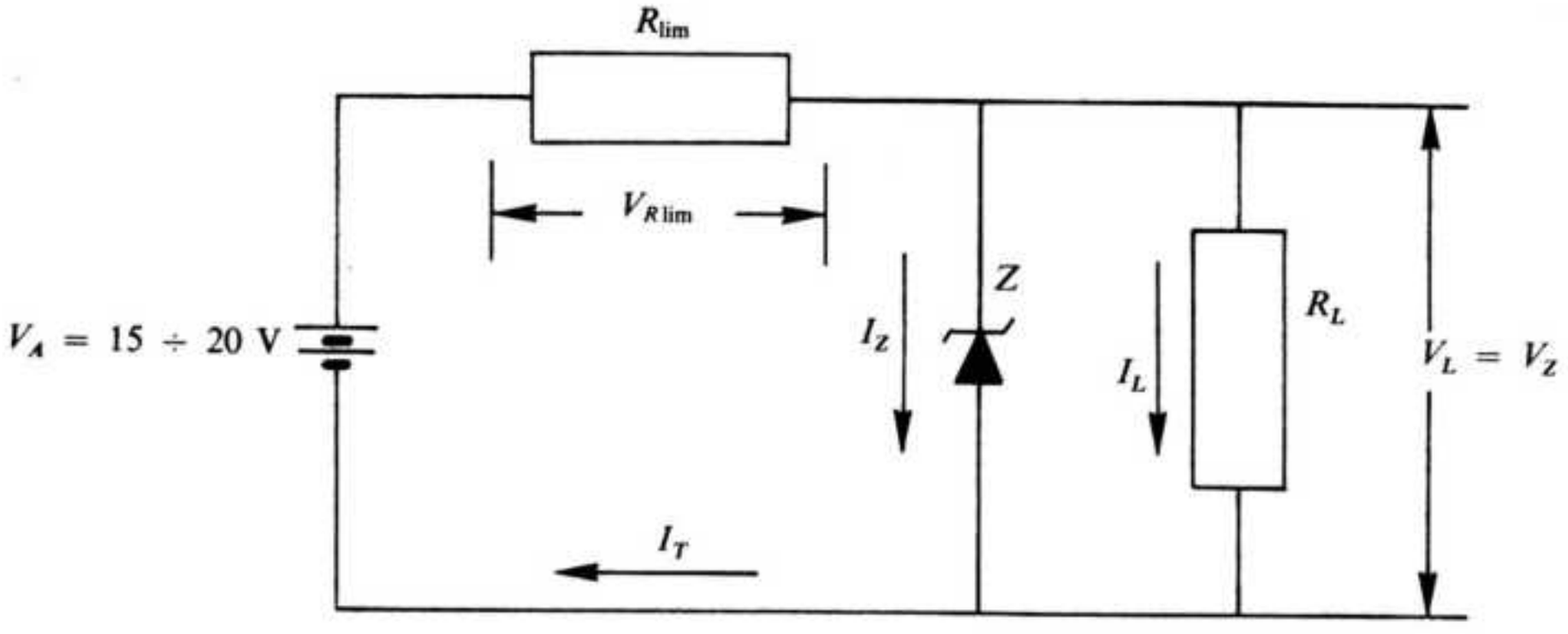


Figura 6.5. Regulador de tensión para carga y fuente variables.

De esta forma,

$$R_{\text{lim}} = \frac{V_{A\,\text{min}} - V_L}{I_{L\,\text{máx}} + I_{Z\,\text{min}}} = \frac{15 - 10}{50 + 5} = \frac{5}{55} = 0{,}0909\ \text{K}\Omega = 90{,}9\ \Omega$$

luego

$$R_{\text{lim real}} = 82\ \Omega,\ I_{Z\,\text{min real}} = \frac{5}{0{,}082} - 50 = 10{,}9\ \text{mA}$$

Las potencias de R_{lim} y de Z, deben ser calculadas para las condiciones opuestas, o sea, para $V_{A\,\text{máx}}$ e $I_{L\,\text{mín}}$

$$P_{R\,\text{lim}} = \frac{(V_{A\,\text{máx}} - V_L)^2}{R_{\text{lim}}} = \frac{(20 - 10)^2}{82} = 1{,}22\ \text{W}$$

$$P_{R\,\text{lim real}} = 2\ \text{W}$$

$P_{Z\,\text{máx}}$ corresponderá a la máxima I_Z, esto es

$$I_{Z\,\text{máx}} = I_{T\,\text{máx}} - I_{L\,\text{min}} = \frac{V_{R\,\text{lim máx}}}{R_{\text{lim}}} - I_{L\,\text{min}} = \frac{10}{82} - 0{,}01 = 0{,}112\ \text{A} = 112\ \text{mA}$$

por tanto,

$$P_{Z\,\text{máx}} = V_Z \cdot I_{Z\,\text{máx}} = 10 \cdot 0{,}112 = 1{,}12\ \text{W}$$

resultando

$$P_{Z\,(\text{real})} = 2\ \text{W}$$

en resumen, los resultados obtenidos son

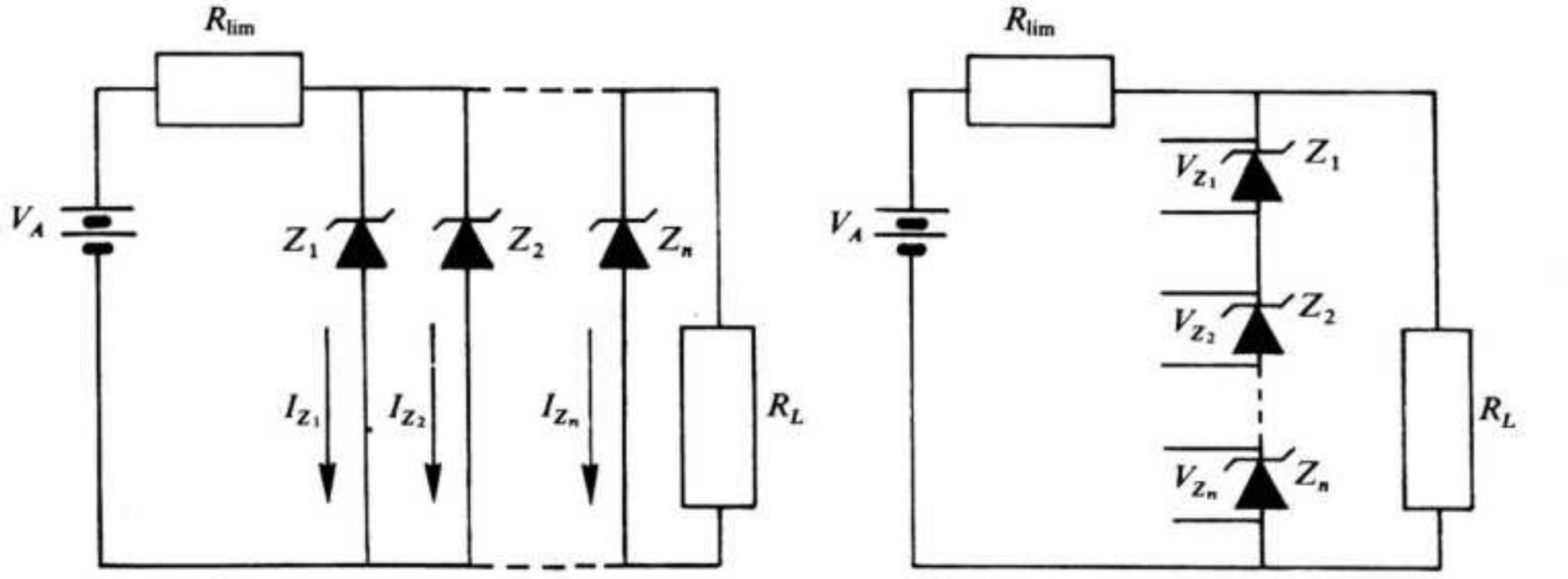
$$R_{\text{lim}} = 82\ \Omega,\ 2\ \text{W}$$

$$\text{zéner de} \begin{cases} V_Z = 10\ \text{V} \\ I_{Z\,\text{min}} < 10{,}9\ \text{mA} \\ P_Z = 2\ \text{W} \end{cases}$$

Téngase en consideración que, los subíndices $I_{Z\,\text{máx}}$ y $P_{Z\,\text{máx}}$ no son referidos en estos casos a las características dadas por el fabricante, sino a los máximos valores alcanzados en cada circuito.

En determinados casos en que no se dispone de diodos zéner adecuados a las necesidades del circuito, es posible conectar en paralelo diodos zéner de igual tensión nominal, hasta conseguir que la corriente máxima que se ha de derivar, sea menor que la suma de las $I_{Z\,\text{máx}}$ características de los diodos (Fig. 6.6*a*).

Igualmente, se pueden conectar diodos zéner en serie hasta conseguir que la tensión suma de las nominales sea igual a la tensión que es necesario estabilizar, siempre que cada uno de los zéner esté dentro de sus especificaciones de corriente y de potencia disipable (Fig. 6.6*b*).



(a) Zéner en paralelo. **(b)** Zéner en serie.

Figura 6.6. Asociación de diodos zéner.

■ El zéner en c.a.

Recortadores

Debido a sus características, el diodo zéner también puede ser utilizado como recortador, aunque, en este caso, el simple cambio de un diodo rectificador por un zéner implica un comportamiento diferente en el limitador. Veremos diferentes montajes y estudiaremos su comportamiento.

La Figura 6.7 es un limitador doble asimétrico, según se puede apreciar en el diagrama de tensiones de la Gráfica 6.1.

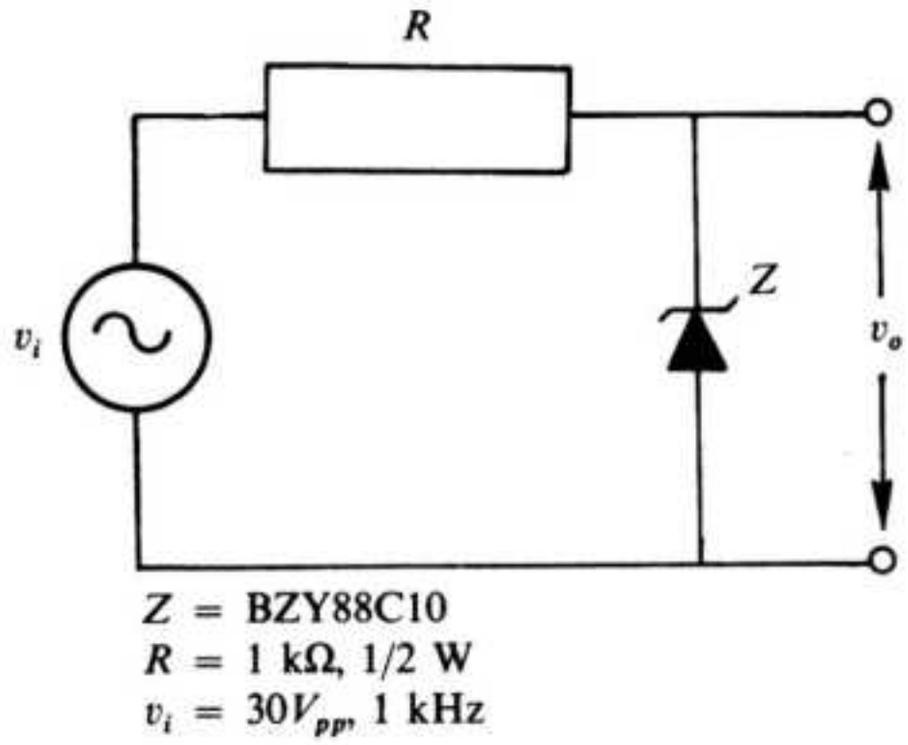
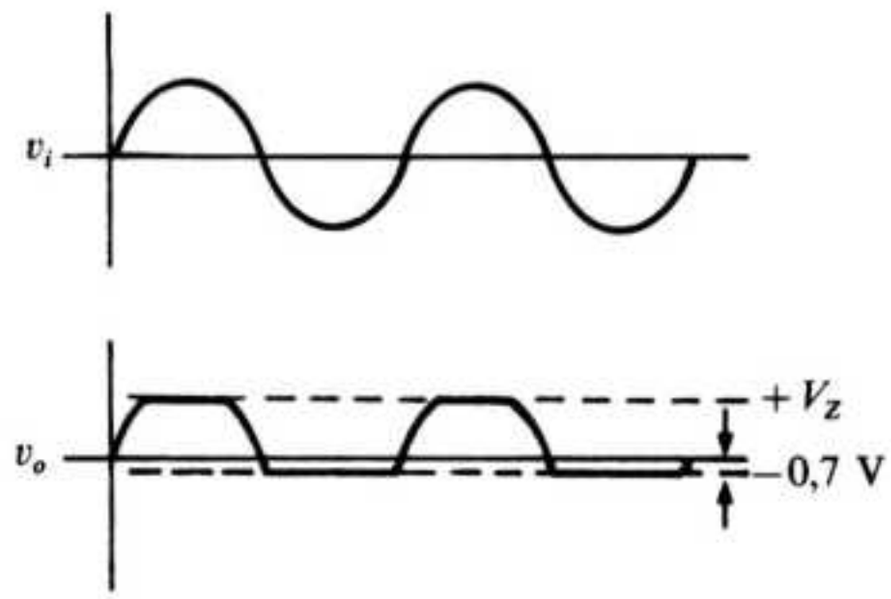


Figura 6.7. El zéner como recortador doble asimétrico.



Gráfica 6.1. Diagrama de tensiones de un recortador doble asimétrico.

Cuando el semiciclo correspondiente a v_i es positivo, Z se polariza inversamente y, alcanzada V_Z, circula corriente por el circuito, manteniéndose v_o constante e igual a V_Z, hasta que de nuevo disminuye v_i y de nuevo se bloquea Z.

Durante el semiciclo negativo, Z se comporta como un diodo polarizado directamente y, por tanto, una vez que $v_i > 0{,}7$ V, circula corriente por el circuito produciendo una caída de tensión en R y quedando el valor de v_o limitado a un valor de 0,7 V aproximadamente.

La Figura 6.8 muestra un limitador paralelo simple con resultados idénticos al limitador paralelo polarizado (Práctica 4); su efecto se puede observar en la Gráfica 6.2.

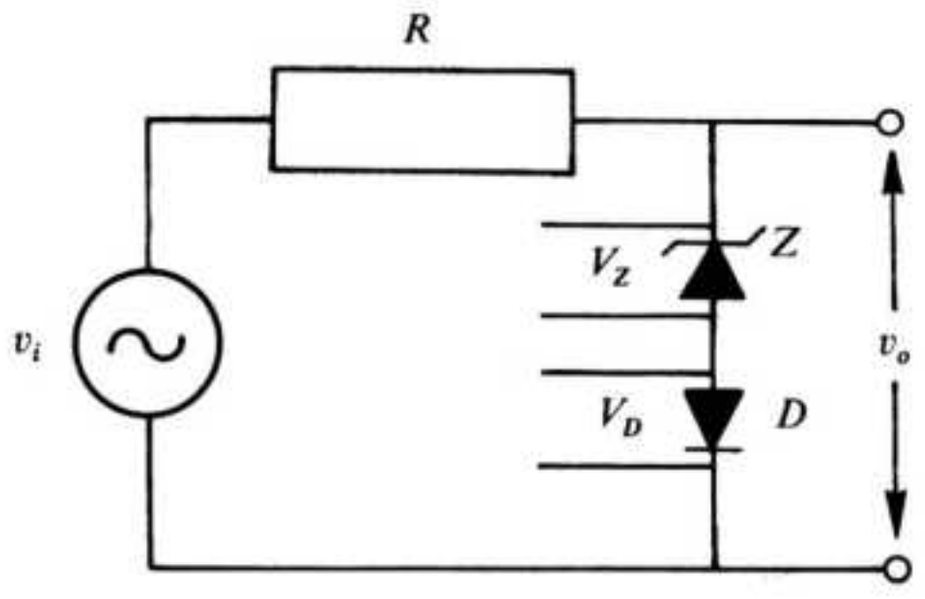
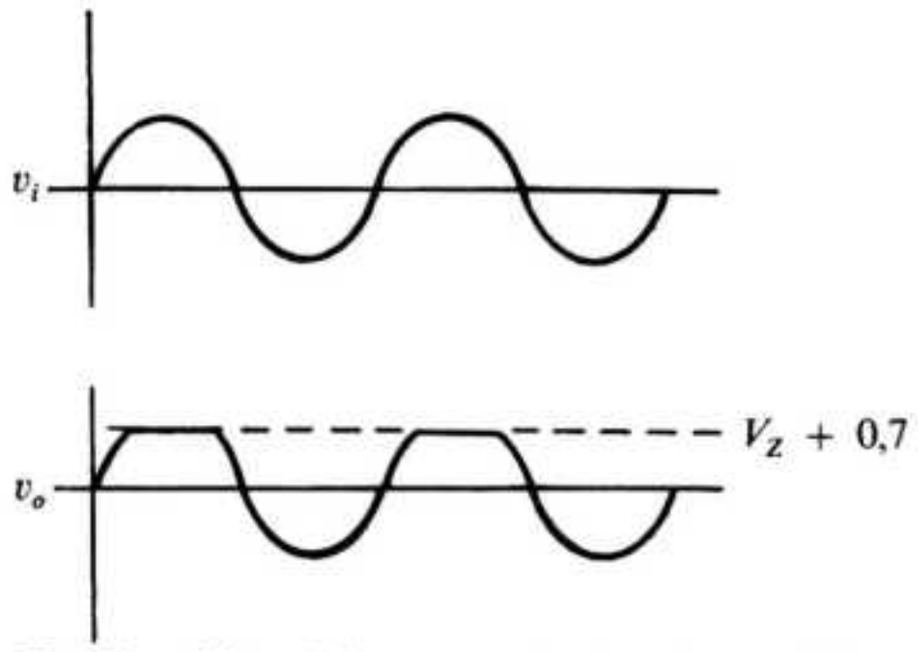


Figura 6.8. Limitador paralelo simple con diodo zéner.



Gráfica 6.2. Diagrama de tensiones del limitador paralelo.

Durante el semiciclo positivo es necesario alcanzar valores de $v_i > V_Z + 0{,}7$ para que circule corriente por el circuito y, por tanto, eliminar así de la salida valores de v_i con amplitudes superiores.

En polarización directa de Z, D está inversamente polarizado, por lo cual es equivalente a un circuito abierto, de ahí que $v_o = v_i$.

Un limitador doble simétrico se consigue con la disposición de la Figura 6.9, siempre que $Z_1 = Z_2$, la Gráfica 6.3 muestra los resultados.

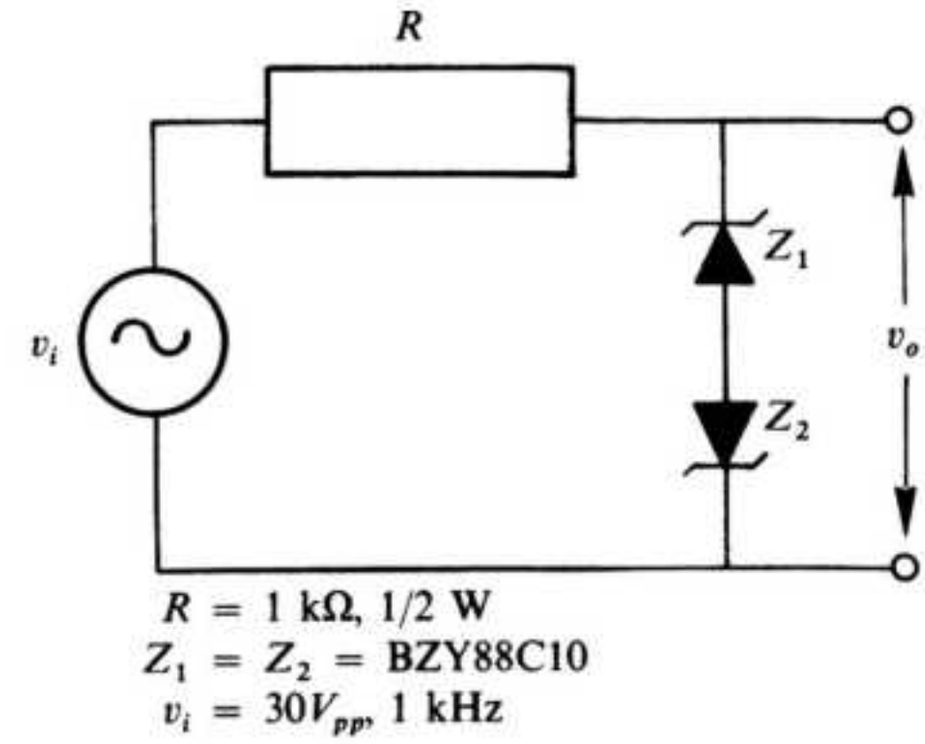
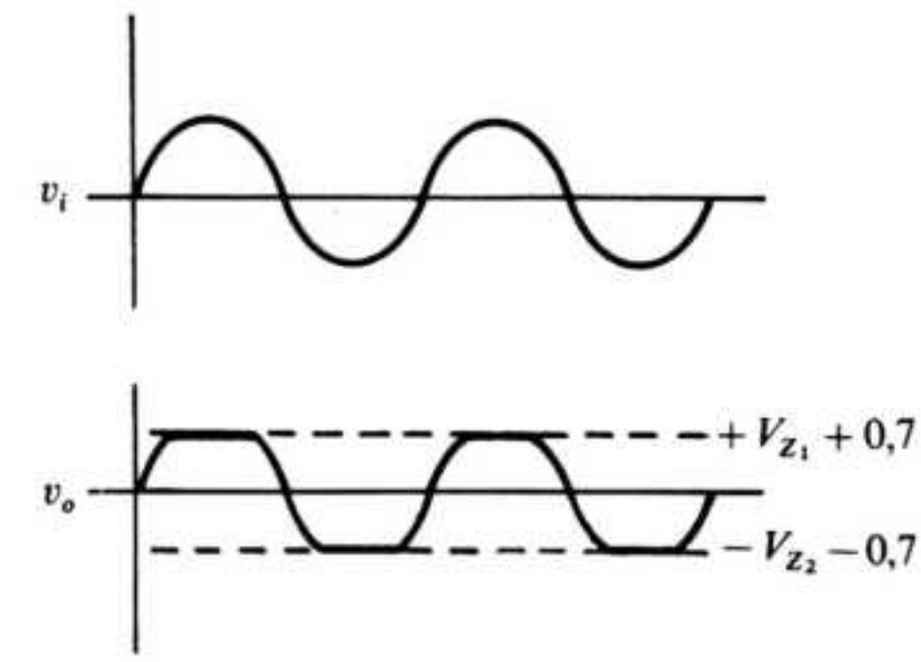


Figura 6.9. Limitador doble simétrico.



Gráfica 6.3. Diagrama de tensiones del limitador doble simétrico.

Durante cada semiciclo un zéner actúa como tal, polarizado inversamente, y el otro, como un diodo rectificador.

En el semiciclo positivo el valor de la tensión de salida será: $v_o = V_{Z_1} + 0{,}7$; y durante el semiciclo negativo dicho valor será: $v_o = V_{Z_2} + 0{,}7$.

Obsérvese que si v_i no supera la tensión nominal del zéner correspondiente, más los 0,7 V de polarización directa, v_o seguirá las mismas variaciones que v_i, por tanto, se limitan sólo valores predefinidos por las tensiones de zéner correspondientes a Z_1 y Z_2, más 0,7 V, en cada caso.

Efecto Crowbar

Un circuito con una disposición similar al limitador serie (Práctica 4), sustituyendo el diodo rectificador por un diodo zéner, es el mostrado en la Figura 6.10 con su diagrama correspondiente de tensiones en la Gráfica 6.4.

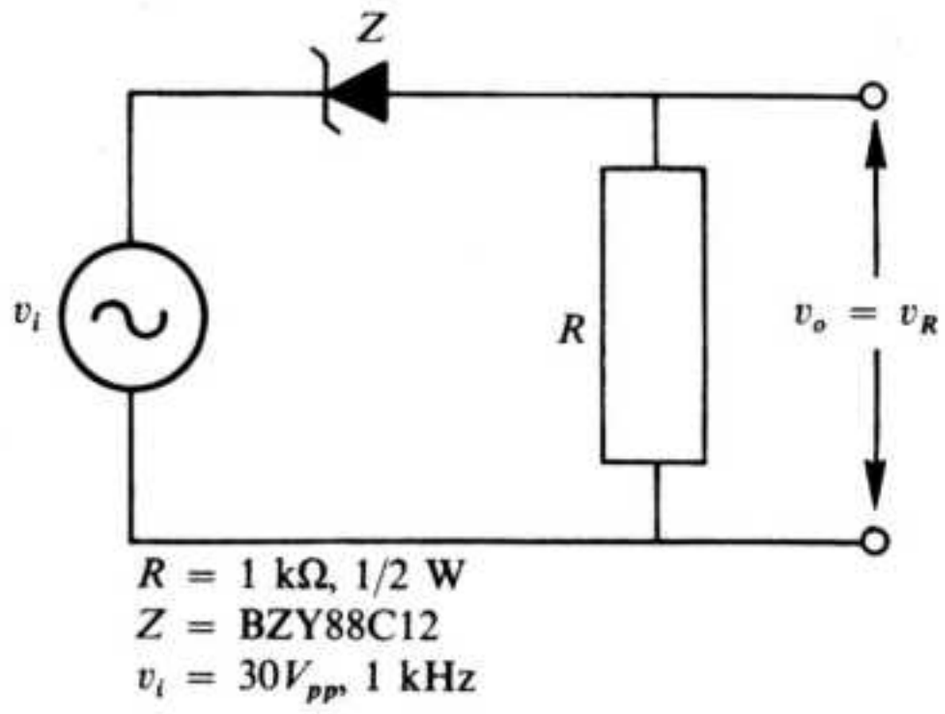
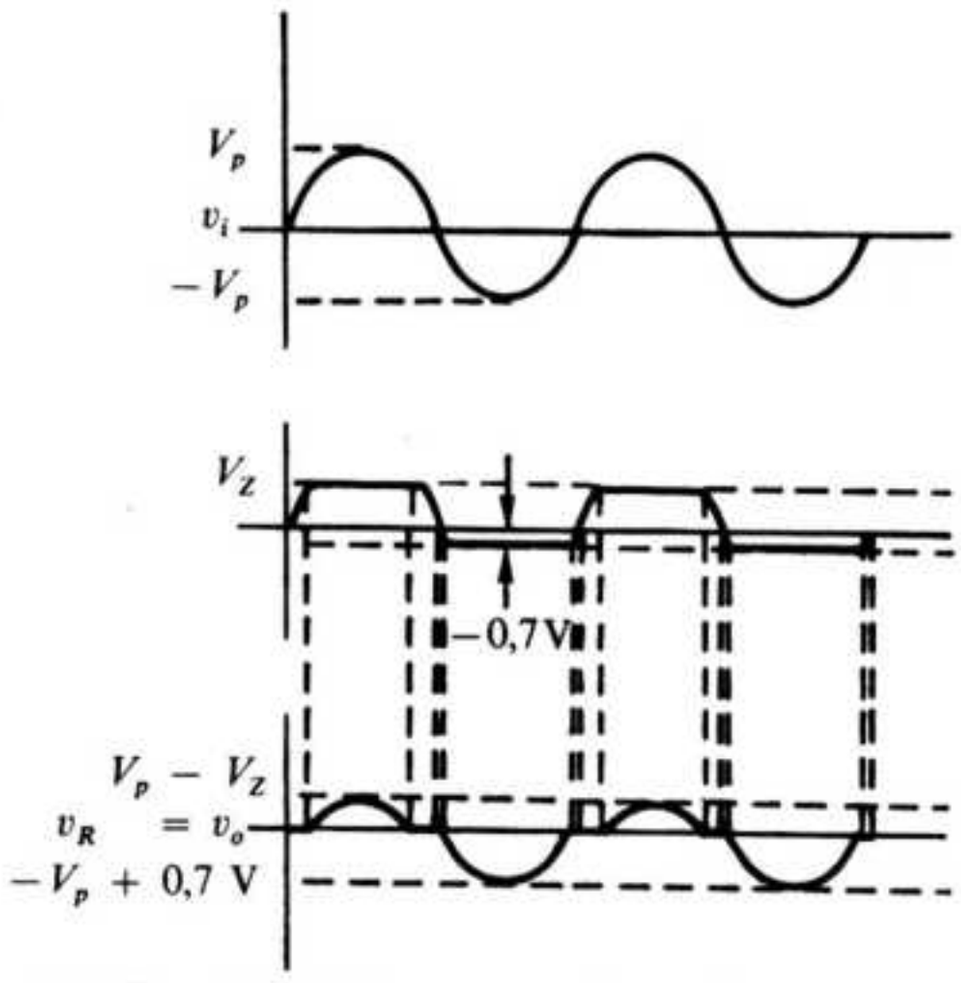


Figura 6.10. Circuito de efecto Crowbar.



Gráfica 6.4. Diagramas de tensiones correspondientes a la Figura 6.10.

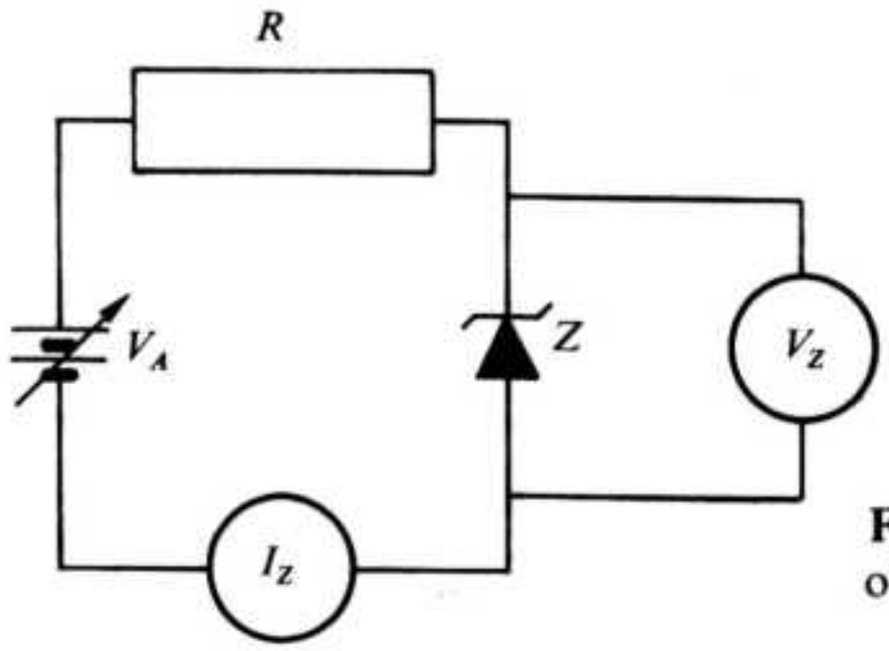
Durante el semiciclo positivo, el diodo se encuentra polarizado inversamente, es decir, la corriente será nula hasta que v_i supere la tensión de zéner y, por tanto, la tensión v_R también será nula. Cuando v_i supere dicha tensión, el diodo conducirá, y, en v_R, aparecerá la diferencia entre v_i y V_Z.

En el semiciclo negativo, el diodo queda polarizado directamente, motivo por el que la corriente será nula hasta que v_i supere $-0{,}7$ V, razón por la que v_R también será nula. Una vez superados los $-0{,}7$ V, el diodo conducirá ofreciendo una caída de tensión constante e igual a 0,7 V y, por ser un circuito serie, el resto de la tensión de entrada se reflejara en v_R.

Si observamos la forma de onda durante el semiciclo positivo en R, vemos que no existe tensión hasta que la entrada supere el valor V_Z, éste es el llamado *efecto Crowbar*, en el que la tensión de salida es nula hasta que la entrada supera un nivel de tensión previamente fijado; se le puede, pues, considerar como un disparador por nivel de tensión.

6.4. PROCESO OPERATIVO

1. Conectar el circuito de la Figura 6.11. Ajustar V_A a 0 V.



$R = 180\ \Omega,\ 1\ W$
$Z =$ BZY88C10
$V_A = 0 \div 30\ V,\ 0{,}5\ A$

Figura 6.11. Circuito experimental para obtener la curva característica del zéner.

2. Ajustar V_A para conseguir los valores de V_Z indicados en la Tabla 6.1.
3. Medir y anotar los valores correspondientes de I_Z.
4. Ajustar de nuevo V_A a 0 V. Invertir las conexiones del zéner.
5. Repetir los puntos 2 y 3 para la Tabla 6.2.
6. Dibujar la gráfica con los valores obtenidos en ambas tablas.
7. Montar el circuito de la Figura 6.4 y comprobar su funcionamiento correcto aun en las condiciones extremas. Se ha de tener en cuenta que el zéner a emplear será buscado en catálogo comercial según los valores calculados y rehacer los cálculos si $I_{Z\,min}$ fuera mayor que la estimada.
8. Montar el circuito de la Figura 6.7. Anotar las formas de onda.
9. Repetir el punto 7 para la Figura 6.9.
10. Comprobar el efecto Crowbar mediante el montaje del circuito de la Figura 6.10, anotando las formas de onda.

Tabla 6.1.

V_Z (V)	0	4	8	9	9,3	9,6	9,8	9,9	10	10,1	10,2
I_Z (mA)											

Tabla 6.2.

V_F (V)	0	0,2	0,4	0,6	0,7	0,8	0,9
I_F (mA)							

CUESTIONES

1. ¿Qué ocurre en un diodo zéner una vez alcanzada la tensión de zéner?
2. ¿Cómo se comporta un zéner en polarización directa?
3. ¿Por qué se ha de hacer que atraviese al zéner una $I_{Z\,min}$, trabajando como regulador de tensión?
4. Queremos alimentar una carga que consume 500 mW a una tensión de 10 V y para ello disponemos de una fuente que entrega una tensión de 15 V con variaciones de ± 3 V.

   Diseñar el circuito que cumpla tal cometido, teniendo en cuenta que los diodos zéner disponibles disipan una potencia máxima de 400 mW.
5. Establecer las diferencias entre un limitador polarizado con diodos rectificadores y un limitador simple con diodo zéner.
6. Razonar la forma de onda de salida del circuito Crowbar.

CONCLUSIONES

- En el diodo zéner, una vez alcanzada la tensión de zéner, a pequeños aumentos de tensión corresponden grandes aumentos de corriente.
- En polarización directa, el zéner se comporta como un diodo semiconductor cualquiera.
- Al emplearlo como regulador, se ha de asegurar que lo atraviese una $I_{Z\,min}$, para excluir la región de codo de la zona de trabajo y poder conseguir una buena estabilización.
- La $I_{Z\,máx}$ que circule por el zéner ha de ser limitada por una resistencia (R_{lim}), para no sobrepasar la $I_{Z\,máx}$ indicada en las características.
- Se pueden realizar asociaciones serie y paralelo de diodos zéner, para conseguir los mismos efectos de diodos zéner teóricos no disponibles en el mercado, siempre que no se sobrepasen las especificaciones de cada uno de ellos.

INFORMACION ADICIONAL

Tabla 6.3. Características del diodo zéner BZY88C10

Material	V_Z	$I_{Z\,min}$	$I_{Z\,máx}$	$V_{F\,máx}$	P_{tot}	Tolerancia
Silicio	10 V	5 mA	250 mA	0,9 V	400 mW	5 %

Tabla 6.4. Características del diodo zéner BZY88C12

Material	V_Z	$I_{Z\,min}$	$I_{Z\,máx}$	$V_{F\,máx}$	P_{tot}	Tolerancia
Silicio	12 V	5 mA	250 mA	0,9 V	400 mW	5 %

PRACTICA 7

El transistor: estudio del componente

7.1. INTRODUCCION

De la misma forma que el diodo semiconductor significó un gran avance frente a los componentes a los que sustituyó funcionalmente, el transistor (dispositivo semiconductor también) no sólo amplía los campos de aplicación de la electrónica de su época sino que supone el inicio de una evolución vertiginosa que, partiendo de los años cincuenta (momento de su invención por Shokley, Bardeen y Brattain), llega a los actuales circuitos integrados y microprocesadores y deja adivinar la conversión de la ciencia ficción en realidad.

Como resumen de sus aplicaciones podemos decir, sin riesgo apreciable de error, que se encuentra presente en todos los sistemas electrónicos discretos e integrados que realicen cualquier tratamiento de señales.

Existen dos grandes familias de transistores, que son:

- Transistores unipolares.
- Transistores bipolares.

Esta clasificación se basa en el tipo de portadores de carga (electrones y huecos) que intervienen en su proceso de conducción.

El primer transistor descubierto fue el bipolar y, en esta práctica, iniciamos su estudio, tratando de descubrir sus peculiaridades y funcionamiento.

7.2. DESCRIPCION BASICA

Es un dispositivo cuya resistencia interna puede variar en función de la señal de entrada. Esta variación de resistencia provoca que sea capaz de regular la corriente que circula por el circuito en que se encuentre conectado.

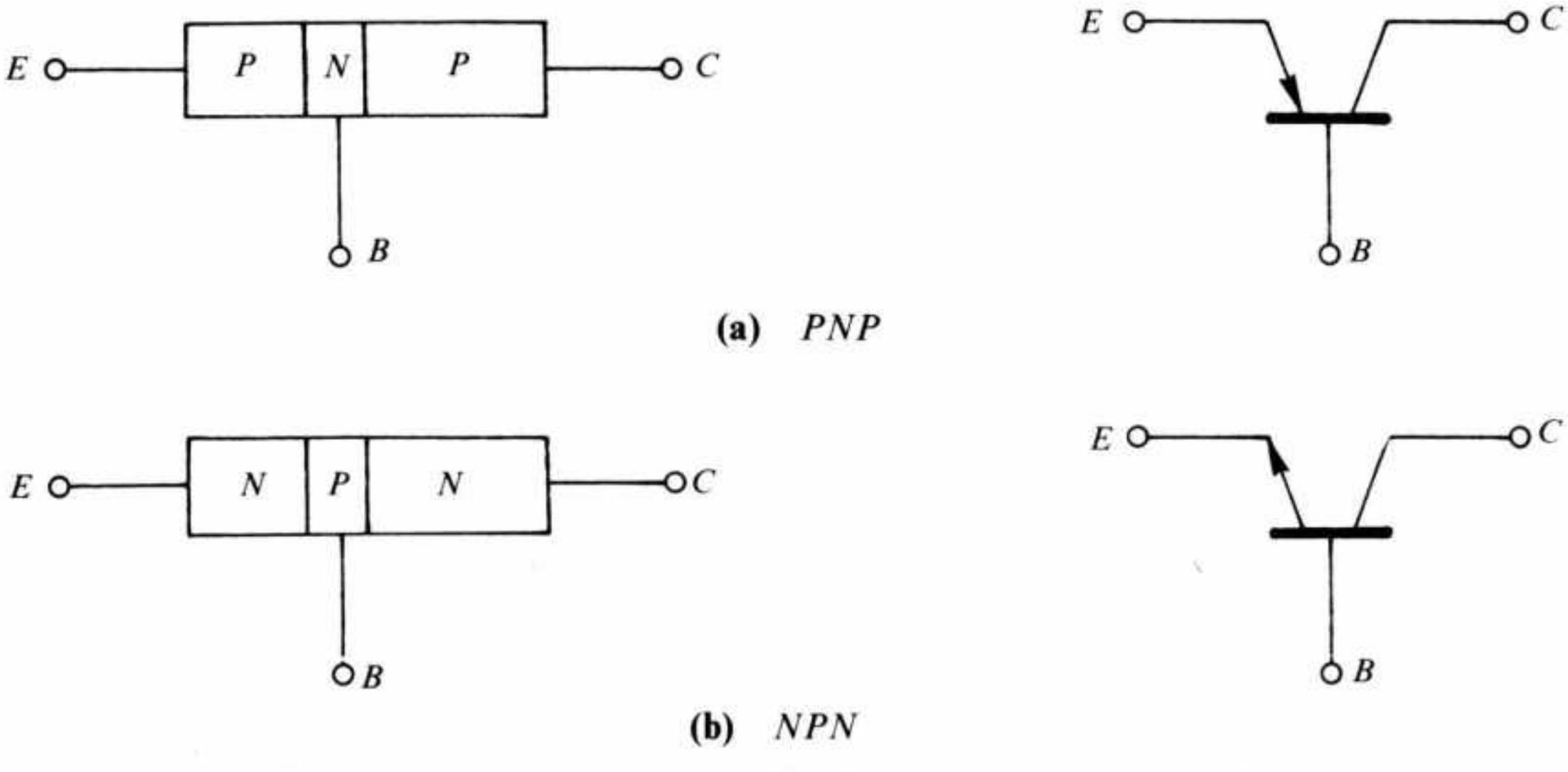
De dicho comportamiento como resistencia variable se deriva su nombre, del inglés: TRANsfer-reSISTOR.

Un transistor de unión bipolar es un cristal semiconductor en el que una zona tipo *P* o

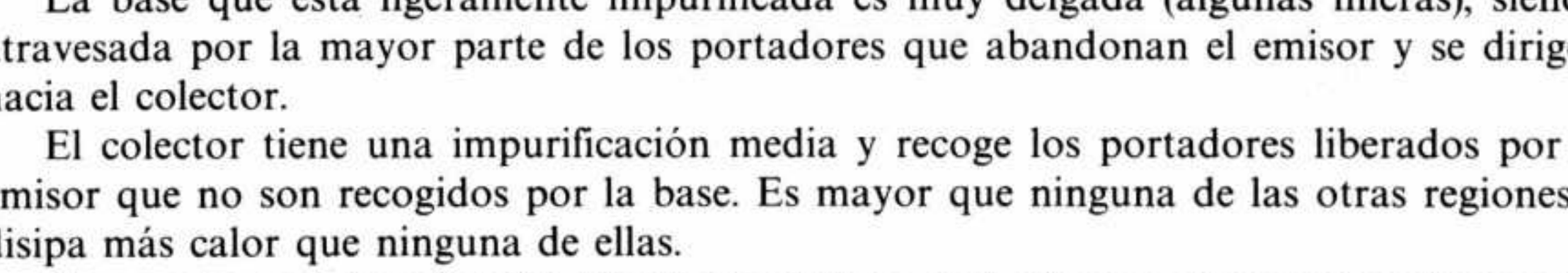
N está entre medias de otras dos *N* o *P*. En el primer caso el transistor es del tipo *N-P-N* y en el segundo *P-N-P*.

El conjunto así formado se encierra herméticamente en una cápsula metálica o de plástico. Presenta al exterior tres terminales de conexión que parten de cada una de las regiones semiconductoras.

En la Figura 7.1 se representa la estructura y el símbolo esquemático correspondiente a cada tipo.



(a) *PNP*



(b) *NPN*

Figura 7.1. Estructuras simplificadas y símbolos del transistor.

Observando la misma figura nos podemos hacer una idea de la geometría y naturalèza del componente.

El emisor está fuertemente dopado y su misión es inyectar portadores en la base.

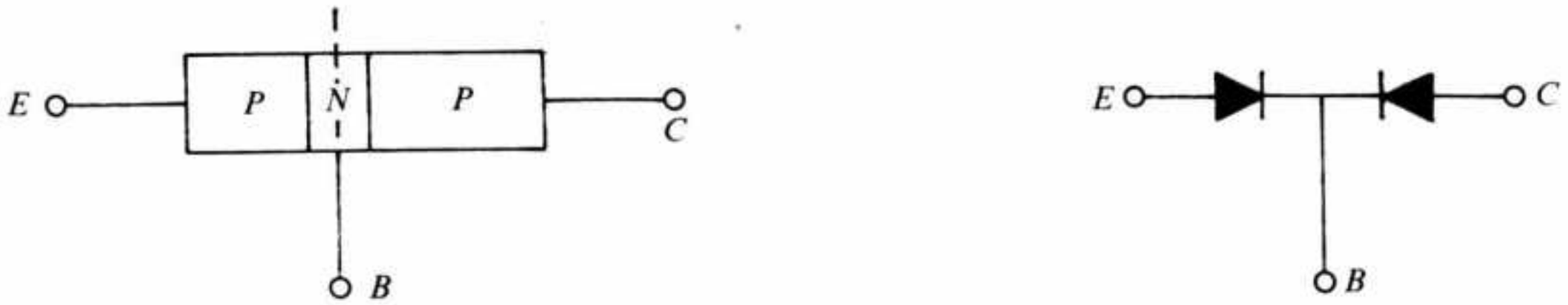
La base que está ligeramente impurificada es muy delgada (algunas micras); siendo atravesada por la mayor parte de los portadores que abandonan el emisor y se dirigen hacia el colector.

El colector tiene una impurificación media y recoge los portadores liberados por el emisor que no son recogidos por la base. Es mayor que ninguna de las otras regiones y disipa más calor que ninguna de ellas.

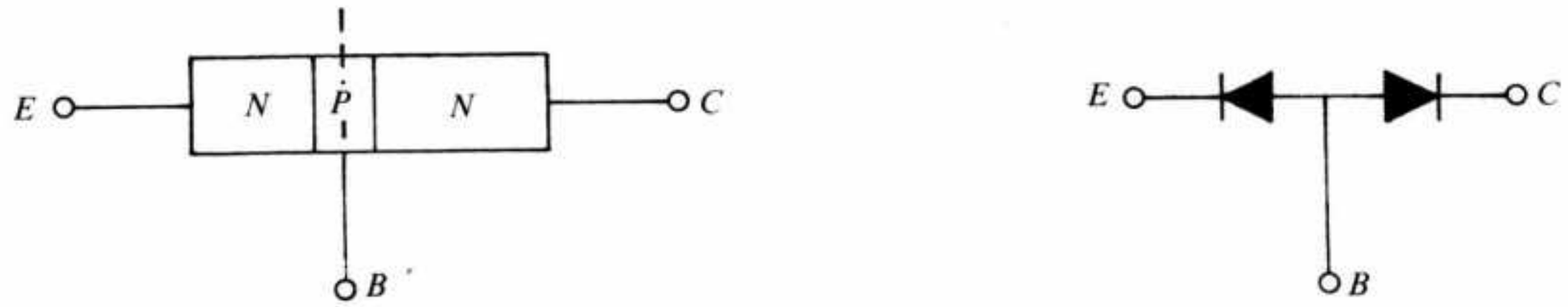
Con un poco de imaginación (dividiendo la base en dos) nos podemos encontrar con la Figura 7.2:

Esto nos sirve para apreciar la presencia de dos uniones *PN*, existiendo por tanto dos diodos (teóricamente hablando): el diodo base-emisor o simplemente diodo emisor y el diodo base-colector o diodo colector.

De la misma forma que existen diodos de silicio y de germanio hay transistores de ambos materiales. Mientras no se diga lo contrario haremos referencia implícita a transistores de silicio que conservan las mismas ventajas que presentaban los diodos de silicio frente a los de germanio. De igual forma realizaremos el estudio con transistores *NPN*, extensivo a transistores *PNP*, teniendo presente que en éstos los portadores mayoritarios



(a) *PNP*



(b) *NPN*

Figura 7.2. Equivalencia elemental del transistor.

son los huecos y ello implica el cambio de sentido de las corrientes y de las polaridades de las tensiones.

Se debe abandonar la posible idea de construir un transistor a partir de la conexión de dos diodos, pues si bien se consiguen dos uniones *PN* su comportamiento es radicalmente distinto debido sobre todo a la diferente geometría y más concretamente a las dimensiones de la base y a los diferentes niveles de dopado en cada región del transistor.

■ Polarización

En ausencia de tensiones de polarización los electrones libres producen dos capas agotadas producidas por recombinación con una barrera de potencial próxima a 0,7 V (Fig. 7.3) insalvable para los portadores si no se les comunica energía suficiente.

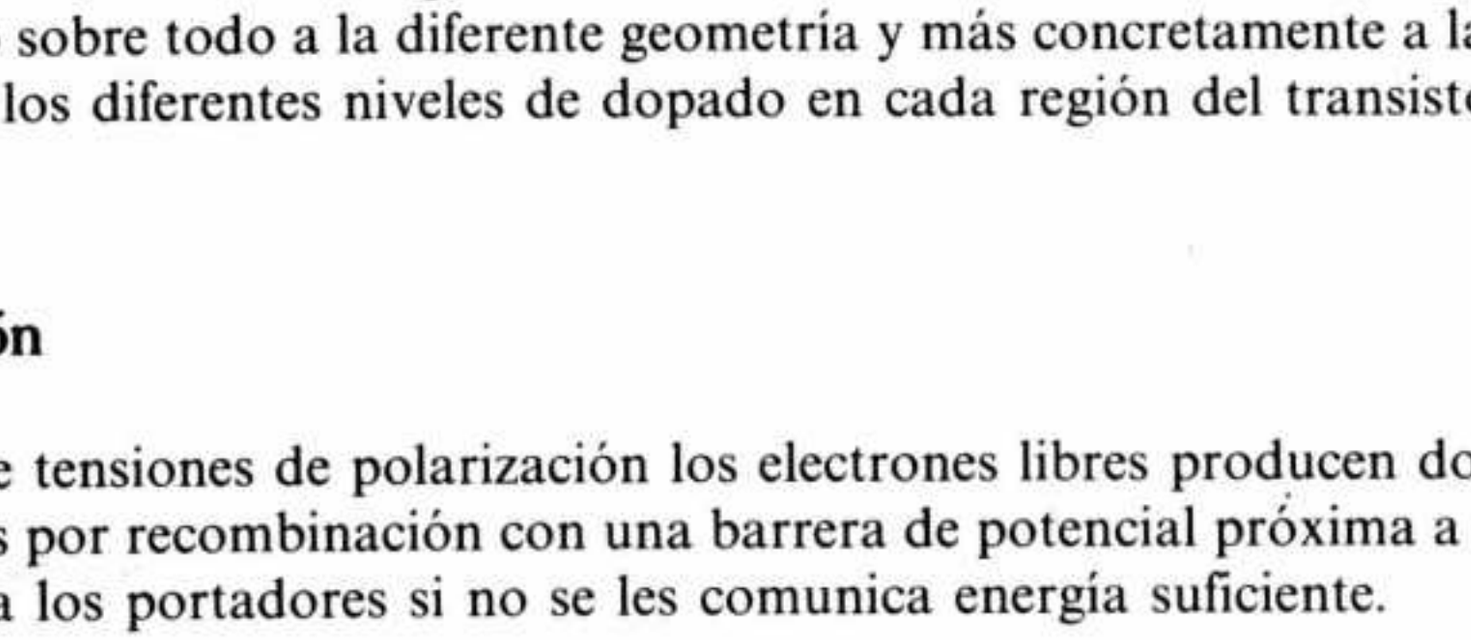


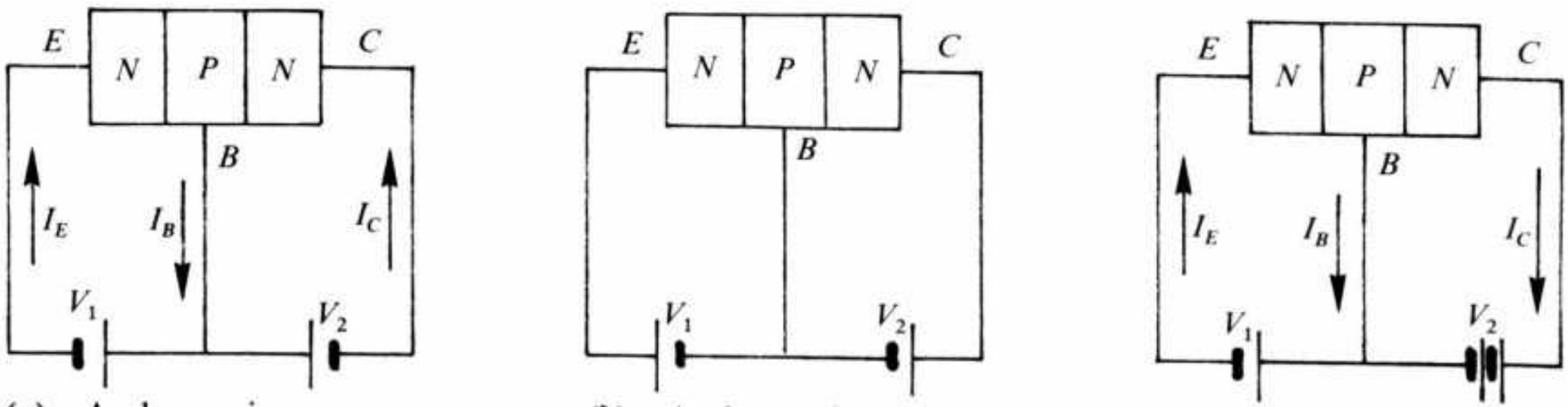
Figura 7.3. Regiones agotadas en las uniones del transistor.

Esto aplicado al transistor provoca un estrechamiento de la región efectiva de base.

Si conectamos dos baterías de la forma indicada en la Figura 7.4*a* los dos diodos quedan polarizados directamente y, una vez superados los valores de las barreras de potencial, circularán corrientes elevadas, debidas a los portadores mayoritarios, por el emisor I_E, por el colector I_C y por la base la suma de ambas I_B.

Invirtiendo las polaridades de V_1 y V_2, Figura 7.4*b*, se polarizan inversamente ambas uniones y las pequeñas corrientes que circulan son debidas a los portadores minoritarios.

Polarizando directamente el diodo emisor e inversamente el diodo colector (Fig. 7.4*c*), previsiblemente debería circular una corriente elevada por el emisor y sería prácticamente nula la de colector. Veamos que esto no es así.



(a) Ambas uniones directamente.

(b) Ambas uniones inversamente.

(c) Emisor-base directamente y base-colector inversamente.

Figura 7.4. Polarizaciones del transistor *NPN*.

NOTA: Las flechas de corriente emplean sentido electrónico.

Si V_1 es suficiente para vencer el potencial de barrera, los electrones «emitidos» por el emisor alcanzan en grandes cantidades la región de base; de éstos no todos encuentran camino a través de la base hacia el polo positivo de V_1, por dos razones:

1. Existen pocos huecos a causa del bajo dopado de la base.
2. La delgadez de la base.

De esta forma la base se satura rápidamente dando lugar a una pequeña corriente a través de su terminal.

El excedente de electrones, la mayoría, posee energía suficiente para difundirse hacia la zona agotada de colector y, una vez en ésta, es atraído por el campo eléctrico proporcionado por V_2 ($|V_2| > |V_1|$).

Visto lo anterior podemos decir que la mayoría de electrones que abandonan el emisor (más del 95 por 100 en la mayoría de los transistores) alcanzan el colector y circulan por el circuito exterior de éste. El resto se recombinan con los huecos de la base y circulan por su terminal externo.

La Figura 7.5 aclara estas ideas

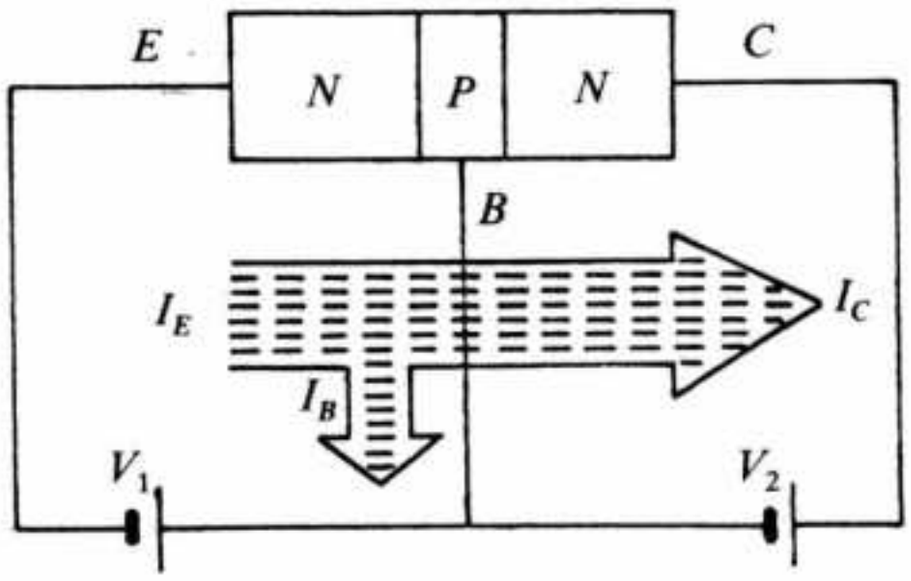


Figura 7.5. Flujos de corriente electrónica en el transistor *NPN*.

■ Tensiones y corrientes

En el transistor de la Figura 7.6 podemos apreciar los diferentes voltajes y tensiones existentes.

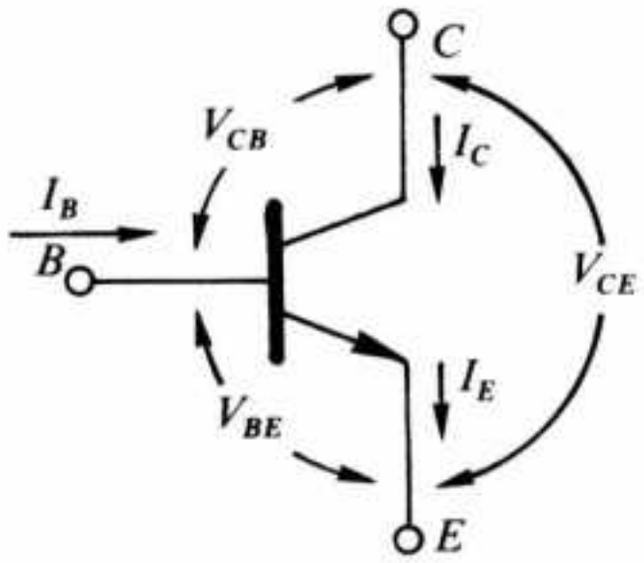


Figura 7.6. Tensiones y corrientes en un transistor *NPN*.

En adelante nos atendremos a los siguientes convenios:

- Las flechas de corriente indican el sentido convencional (de positivo a negativo).
- Las letras de tensiones y corrientes y sus subíndices en mayúsculas son referidas a c.c. y en minúsculas, a c.a.
- Los subíndices, en magnitudes referidas a transistores, indican el terminal o terminales a que afectan.
- El mismo subíndice dos veces, representa el voltaje de la fuente que alimenta a ese terminal.
- Un tercer subíndice *O* indica que el terminal cuya inicial no está presente está en circuito abierto (open).
- En el caso de dos subíndices, se toma el primero como positivo.
- Un único subíndice en tensiones, representa el voltaje entre ese terminal y masa.

EJEMPLOS

V_{CE} = Tensión de c.c. entre colector y emisor.
I_B = Corriente de base de c.c.
i_b = Corriente de base en c.a.
V_{CC} = Tensión de alimentación de colector.
V_E = Tensión de c.c. entre emisor y masa.

Como el transistor posee tres terminales, existen seis magnitudes importantes que influyen sobre su previsible funcionamiento. Entre ellas hay relaciones importantes, veamos a continúación algunas de ellas:

Aplicando la ley de Kirchhoff de los nudos,

$$I_E = I_B + I_C$$

de donde deducimos que $I_E > I_C$, esto es invariante para cualquier disposición del transistor. Como se ha expuesto en párrafos anteriores, la mayor parte de los electrones que abandonan el emisor llegan al colector, luego, aunque mayor I_E que I_C, son bastante parecidas.

La relación entre estas corrientes viene dada por el parámetro «alfa»

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E}$$

valores usuales de α son de 0,95 a 0,99, pero en cualquier caso $\alpha < 1$.

De la misma forma se observa que $I_C \gg I_B$ y la relación entre ambas es el parámetro «beta»

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

Valores normales de β son de 50 a 500, encontrándose transistores cuyo valor es superior a 1000. Es usual encontrar β como H_{FE} y suele ser utilizada en los catálogos de información de los fabricantes de transistores.

De las expresiones de α y β y de la relación entre las tres corrientes se obtienen ecuaciones matemáticas que relacionan a ambas

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \qquad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

Por otra parte, las tensiones están relacionadas entre sí mediante la ley de las mallas aplicada a la Figura 7.6 y se observa que

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

al igual que en las corrientes, esta relación también es constante.

7.3. FUNCIONAMIENTO

Si, disponiendo de un circuito de polarización del transistor, hacemos variar de manera controlada ciertos parámetros, veremos la evolución del resto.

En el circuito de la Figura 7.7 se puede ver que V_{BB} y V_{CC} pueden variar la tensión

entregada, ello implica que todas las tensiones y corrientes son suceptibles de variación. R_C y R_B limitan las corrientes máximas que pueden circular por el transistor.

Ajustando V_{BB} podemos ajustar valores de I_B, pues bien, manteniendo constante dicha corriente a un valor determinado y variando V_{CC} variaremos a su vez V_{CE}, lo que implica una posible variación de I_C.

Con estos datos construiremos una gráfica de I_C en función de V_{CE} con I_B constante. Si ajustamos nuevos valores de la corriente de base y repetimos el proceso, obtendremos nuevas curvas. A la familia de curvas obtenidas se las llama *curvas características de colector* o, simplemente, curvas de colector (Gráfica 7.1). De ellas nos vamos a servir para ver el comportamiento del transistor.

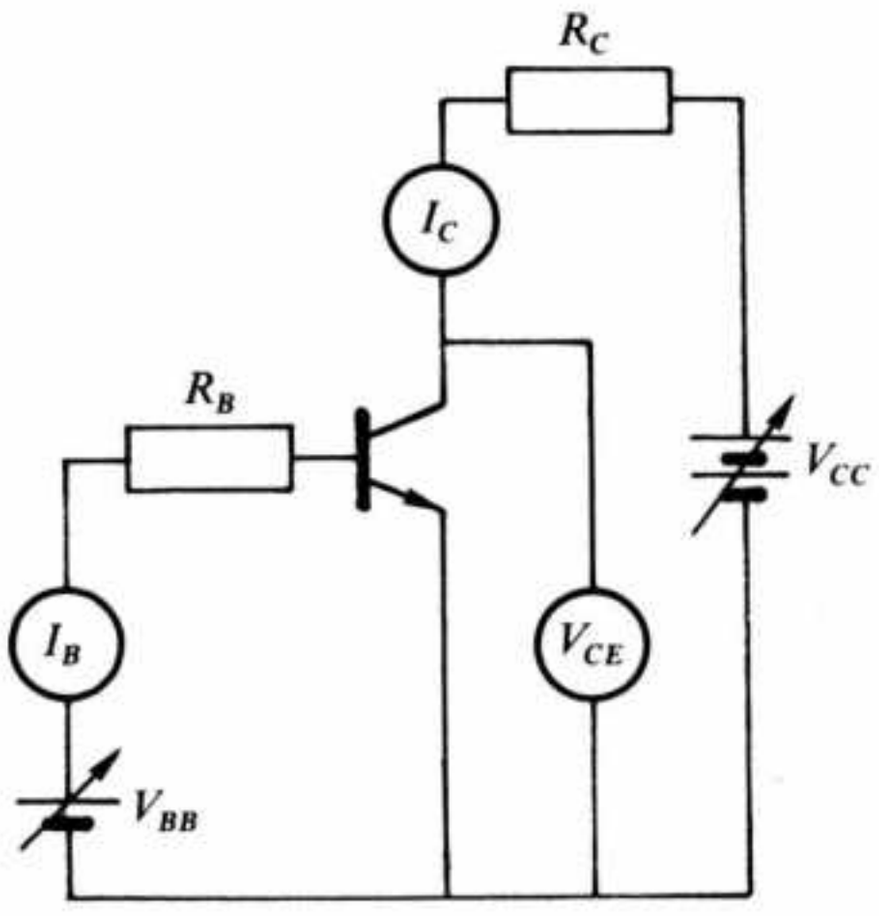
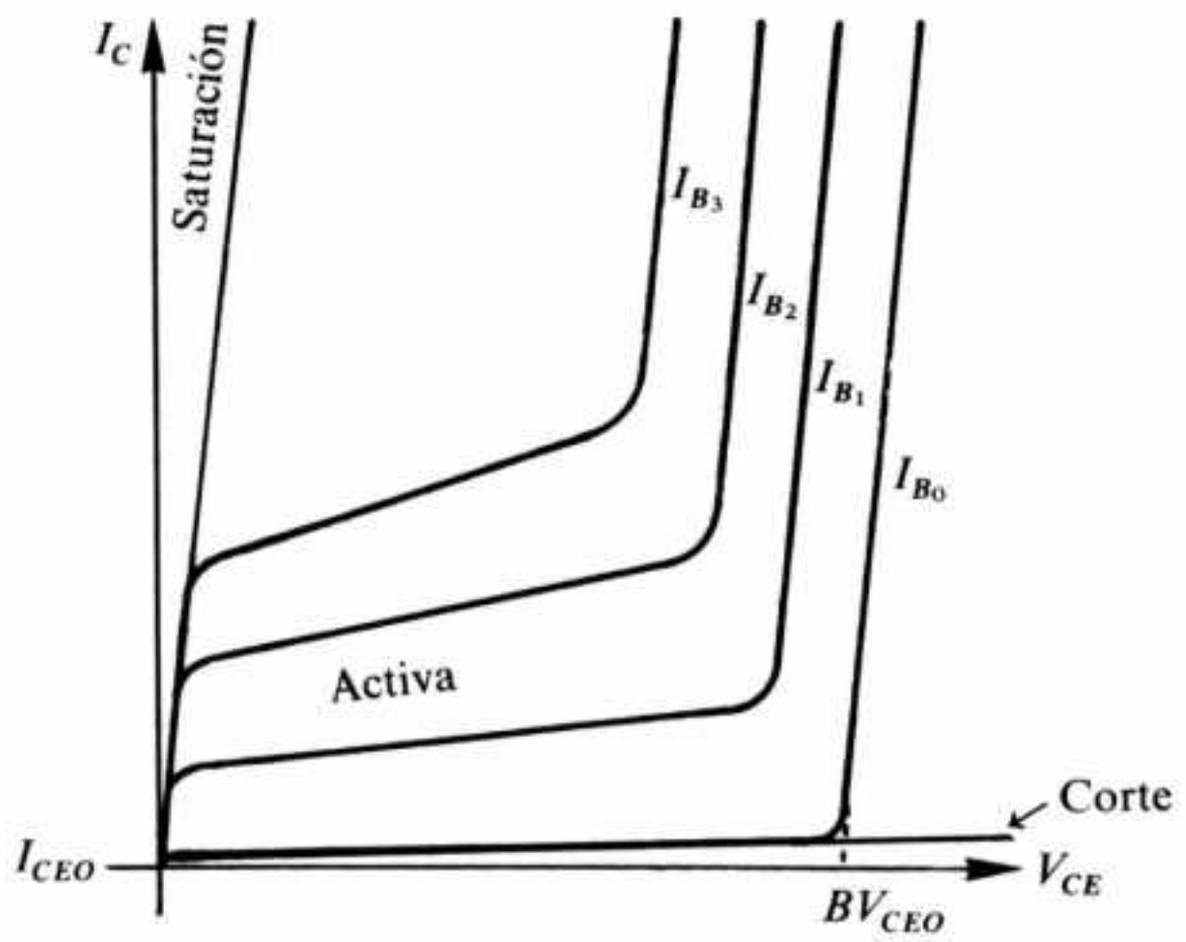


Figura 7.7. Disposición para obtener las características de colector.



Gráfica 7.1. Familia de curvas características de colector.

Cuando $I_B = 0$, para $V_{CE} = 0$, $I_C = 0$, si se va aumentando la tensión colector-emisor vemos que la corriente de colector se estabiliza rápidamente aunque a un valor muy bajo, algunos nA o μA dependiendo del tipo de transistor. Ello es debido a la corriente de fuga del diodo colector que se encuentre en inverso y se la denomina I_{CBO}, si se sigue aumentando V_{CE} se alcanza la región de ruptura por avalancha donde el transistor se destruye irremediablemente, a este valor se le denomina BV_{CEO}; los fabricantes indican un valor $V_{CEO\,máx}$, que no ha de ser sobrepasado bajo ninguna circunstancia para evitar el posible deterioro del componente.

Para un valor superior de I_B (I_{B_1}), en el origen, $V_{CE} = 0$, la corriente de colector es nula, para pequeños aumentos de la tensión colector-emisor I_C crece rápidamente y, a partir de algunas décimas de voltio, se hace prácticamente constante, o más exactamente, los incrementos son muy pequeños y son debidos al ensanchamiento de la región agotada del diodo base-colector, lo que permite que éste recoja algunos electrones más de la base. Incrementando de nuevo V_{CE} se alcanzará de nuevo la tensión de ruptura, aunque en este caso a un valor inferior que para $I_B = 0$.

Repitiendo el proceso para nuevos valores de la corriente de base (I_{B_2}, I_{B_3}, ...) los

hechos se repiten: I_C se hace prácticamente constante a valores más elevados y cada vez se va alcanzando antes la tensión de ruptura.

A medida que la corriente de base se va haciendo mayor, la pendiente de la curva aumenta entre los puntos de codo y de ruptura, ello implica conjuntamente con los aumentos de I_C provocados por los incrementos de la tensión colector-emisor, que β no es constante, pues si así fuera en cualquier punto de cada curva la relación I_C/I_B sería la misma y es fácil comprobar que no lo es.

Las hojas de datos de los fabricantes suelen ofrecer dos valores de β (recuérdese H_{FE}) extremos. Valga como ejemplo el transistor BD137: $40 < \beta < 250$.

A la vista de la familia de curvas de la Gráfica 7.1 se distinguen tres zonas que coinciden con tres posibles condiciones de trabajo.

Saturación

Es la zona comprendida entre el origen de coordenadas y el codo de las curvas, en ella el diodo colector está polarizado directamente y el transistor se comporta como una pequeña resistencia. En esta zona un aumento adicional de la corriente de base no provoca un aumento de I_C, sino que ésta depende de la tensión entre colector y emisor exclusivamente. En estas condiciones, el transistor se asemeja, en su circuito colector-emisor, a un interruptor cerrado («saturado») y la corriente que circula por el circuito de colector ha de ser limitada por el circuito exterior.

Activa o lineal

Para valores de V_{CE} comprendidos entre un voltio aproximadamente y valores cercanos a $V_{CE\,máx}$ se encuentra la zona activa. En este intervalo el transistor se comporta como una fuente de corriente, determinada por la corriente de base. A pequeños aumentos de I_B corresponden grandes aumentos de I_C, de forma casi independiente de V_{CE}.

Para hacer trabajar al transistor en esta zona las polarizaciones han de ser: diodo emisor, directamente y diodo colector, inversamente.

Corte

El hecho de hacer la corriente de base igual a cero es equivalente, como quedó expuesto, a mantener este circuito abierto. En estas circunstancias la corriente de colector es tan pequeña que, si la despreciamos, podemos comparar el transistor, su circuito colector-emisor, con un interruptor abierto, y se dice que el transistor está «en corte» o simplemente «cortado».

Las polarizaciones han de ser: diodo colector, inversamente y diodo emisor, inversamente o sin polarización.

7.4. CONSIDERACIONES GENERALES

Especificaciones máximas

Como cualquier otro componente, el transistor, como elemento físico real, tiene unas limitaciones en sus condiciones de trabajo, que no deben ser sobrepasadas para asegurar la vida del componente. Información acerca de estas limitaciones se encuentra en las hojas de datos; a continuación enumeramos algunas de las más importantes:

V_{CEO} = Máxima tensión colector-emisor.
V_{CBO} = Máxima tensión colector-base.
V_{EBO} = Máxima tensión emisor-base.
$V_{CE\,(sat)}$ = Máxima tensión colector-emisor en saturación.
$I_{C\,máx}$ = Máxima corriente de colector en régimen continuo.
$I_{CM\,máx}$ = Máxima corriente de pico de colector.
$I_{BM\,máx}$ = Máxima corriente de pico de base.
P_{tot} = Máxima potencia disipable. Según esta característica se dividen en: transistores «de pequeña señal» ($P_{tot} \leqslant 500$ mW) y «de potencia» para potencias superiores.

Es conveniente limitar los valores reales en régimen de trabajo, al menos, a 1/2 de los máximos especificados con el fin de asegurar un factor de seguridad, como mínimo, de 2. Este factor expresa la relación entre los valores máximos admisibles y los reales de trabajo.

Recuérdese que valores elevados de tensiones ocasionan ruptura por avalancha y que valores elevados de corriente generan un exceso de calor que influye en las corrientes de fuga, modificando por completo las condiciones de trabajo y llegando en situaciones extremas a la destrucción del componente.

La potencia total es la suma de las disipadas en el circuito de base y en el circuito de colector. Como la corriente de base es muy baja frente a la de colector, se puede despreciar y considerar, por aproximación, la potencia total como

$$P_{tot} = V_{CE} \cdot I_C$$

Debido a la importancia que tiene el anterior parámetro, en las hojas de datos de transistores de potencia es normal encontrar dos tipos de gráficas:

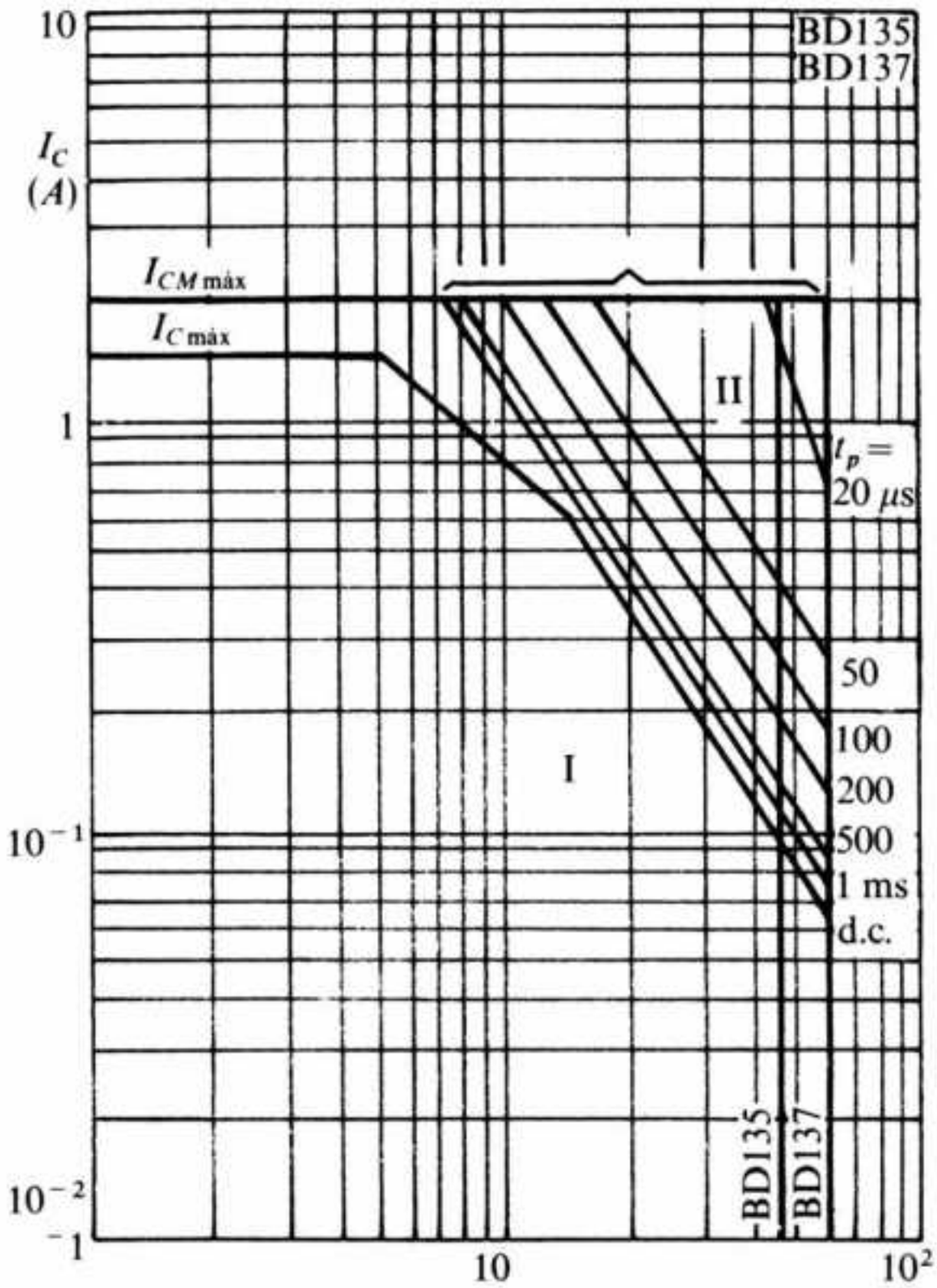
Una (Gráfica 7.2) que expresa la máxima potencia disipable en términos de pares de valores de I_C y de V_{CE}, denominándose **curva de máxima potencia.** Nótese que ésta varía en función de la duración en el tiempo de las condiciones.

Otra curva (Gráfica 7.3) da información acerca de la variación de la potencia disipable en función de la temperatura. Se la conoce como **curva de degradación de potencia.**

Verificación de transistores

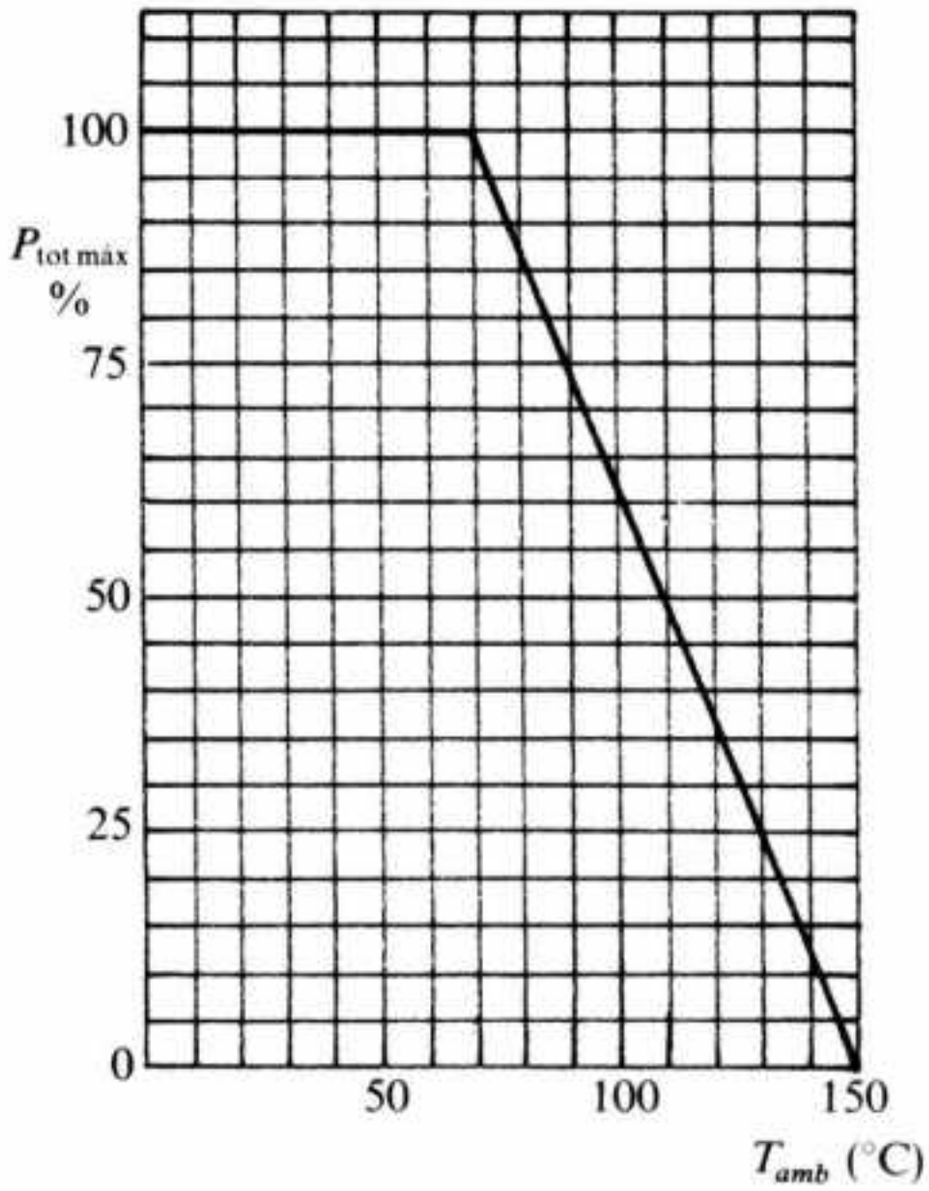
Para hacer una primera comprobación del estado del transistor, vale lo expuesto en la Práctica 1 sobre la verificación de diodos, teniendo en cuenta la naturaleza del transistor (*NPN* o *PNP*) y la existencia de dos diodos entre sus terminales.

Una forma más de comprobar el estado del transistor es la llamada «prueba del dedo»:



I Area permitida para funcionamiento en c.c.
II Extensión permisible para funcionamiento por pulsos.

Gráfica 7.2. Curva de máxima potencia.



Gráfica 7.3. Curva de degradación de potencia.

Se conectan las puntas de prueba de un polímetro analógico, función ohmios × 1, entre emisor y colector polarizándolo a través de la pila interna del óhmetro (punta positiva al colector para transistores *NPN*). A continuación se toca con un dedo la base y con otro el colector; la corriente proporcionada a la base a través de la resistencia interna de la mano, debe provocar una corriente de colector que hará que la aguja se desvíe a las proximidades del fondo de escala. Si ésta no se moviera o se desviara menos de media escala el transistor estará defectuoso.

Verificación mucho más fiable es la realizada con un transistómetro, instrumento de laboratorio diseñado para tal fin, ofreciendo mayor información sobre el estado «de salud» del transistor.

7.5. PROCESO OPERATIVO

1. Identificar los terminales del transistor utilizado en la práctica y comprobar su estado mediante el óhmetro y mediante la prueba del dedo.
2. Conectar el circuito de la Figura 7.8.
3. Ajustar $V_{CC} = 0$. Abrir S_1 y cerrar S_2. Variar V_{CC} hasta conseguir sucesivamente los valores de V_{CE} indicados en la Tabla 7.1 y anotar las lecturas correspondientes de I_C.

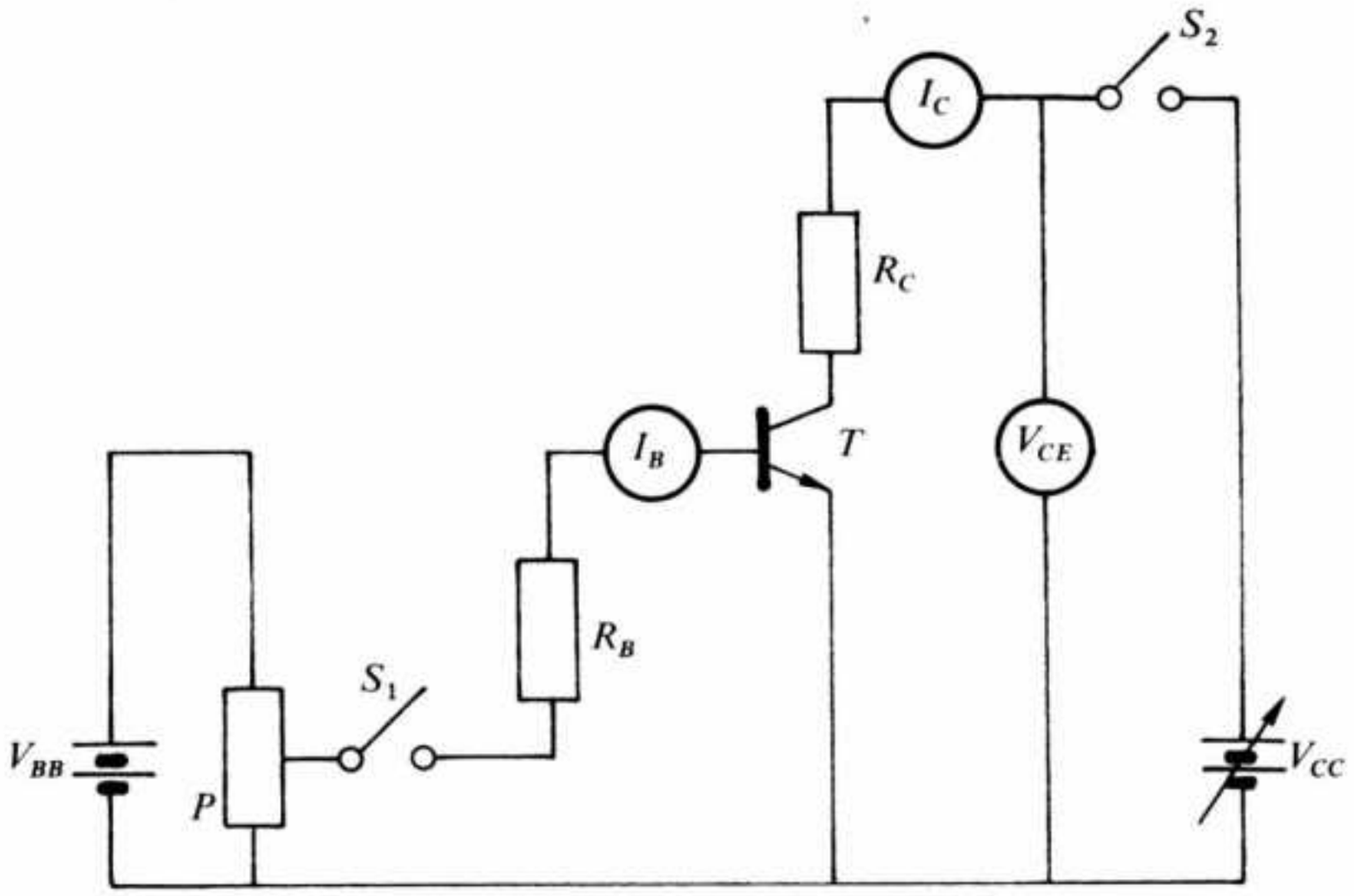


Figura 7.8. Circuito experimental para la obtención de curvas de colector.

Tabla 7.1.

I_B \ V_{CE} (V)	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,4	0,8	4	8	12	16
0											
50											
125											
200											
275											
350											
425											
500											
1 mA											
4 mA											

(I_B: 0 ÷ 50 ÷ 125 ÷ 200 ÷ 275 ÷ 350 ÷ 425 ÷ 500 μA; 1 mA; 4 mA — I_C)

4. Abrir S_2 y cerrar S_1. Ajustar P hasta conseguir una lectura de 50 μA en I_B. Ajustar V_{CC} a cero y cerrar S_2.
5. Ir variando V_{CC} para conseguir los valores de V_{CE} indicados en la misma tabla. Anotar los valores correspondientes de I_C.
6. Repetir los puntos 3 a 5 para los restantes valores de I_B.
7. Con los datos de la tabla, dibujar dos familias de curvas sobre papel milimetrado y de la siguiente forma:
   a) Divisiones de I_C: 5 mA/cm. Divisiones de V_{CE}: 2 V/cm. Esta gráfica dará una visión de conjunto.

b) Divisiones de I_C, las mismas. Divisiones de V_{CE}: 100 mV/cm, siendo el último punto el correspondiente a $V_{CE} = 0{,}8$ V. Con ésta se apreciará con más detalle lo que ocurre en las proximidades del origen de coordenadas.

8. Identificar sobre las gráficas obtenidas las diferentes regiones de trabajo (corte, activa y saturación). Indicar qué valores de la corriente de base hacen que el transistor permanezca en corte y cuáles, en saturación.
9. Valiéndose de la Gráfica 7.2, observar si en algún caso se alcanza la curva de máxima potencia para c.c. Si así es, indicar sus coordenadas.

CUESTIONES

1. Razonar por qué no se puede construir un transistor a partir de dos diodos.
2. ¿Qué efecto provoca la polarización directa de la unión base-emisor sobre el funcionamiento del transistor?
3. Indicar qué significan V_{CEO} y V_{EBO}.
4. Razonar el hecho de que, con el circuito de base abierto, circule alguna corriente por el colector. ¿Qué nombre recibe?
5. Justificar, a la vista de las curvas, que β no es constante.

CONCLUSIONES

- El transistor está constituido por dos uniones *PN*, valiéndose de un cristal común muy estrecho, llamado base.
- Existen transistores *PNP* y *NPN*, según la disposición de los cristales.
- La polarización directa de la unión base-emisor inyecta portadores en la base, la mayoría de ellos son capturados por el colector debido a la acción del campo eléctrico proporcionado por la tensión de polarización de la unión base-colector.
- Las relaciones entre las corrientes del transistor son

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad \text{y} \quad \beta = \frac{I_C}{I_B}$$

- Según las diferentes polarizaciones de las uniones, se distinguen tres regiones de trabajo:
  - — *Saturación:* El transistor se comporta como un cortocircuito entre emisor y colector.
  - — *Activa o lineal:* Es capaz de amplificar variaciones de corriente, ya que un pequeño incremento de la corriente de base implica un gran aumento de la corriente de colector.
  - — *Corte:* La corriente de colector es prácticamente nula y el circuito colector-emisor es comparable a un circuito abierto.
- Se debe procurar que el transistor no alcance jamás valores de magnitudes eléctricas iguales a las especificaciones máximas dadas por el fabricante.

INFORMACION ADICIONAL

Tabla 7.2. Transistor BD137

Material	Tipo	Cápsula	V_{CEO}	V_{CBO}	V_{EBO}	I_C	I_{CM}	P_{tot}	H_{FE}	$V_{CE\,(sat)}$
Silicio	*NPN*	TO-126	60 V máx	60 V máx	5 V máx	1,5 A máx	2 A máx	8 W a 70 °C	40-250	0,5 V máx a $I_C = 0{,}5$ A

PRACTICA 8

Polarizaciones y estabilización

8.1. INTRODUCCION

En la Práctica 7 hemos hecho una aproximación a un circuito de utilización del transistor sin más finalidad que la de conocer su comportamiento.

Expusimos también que β no es constante y que la temperatura influye sobre la corriente de fuga de colector y, por tanto, sobre el comportamiento del transistor.

Trataremos en la presente práctica el estudio de diferentes circuitos que, proporcionando al transistor polarizaciones adecuadas, le confieran además una aceptable estabilidad de funcionamiento.

En aplicaciones reales, es necesario fijar unas condiciones de trabajo y diseñar un circuito, en torno al transistor, que las satisfaga, no siendo tolerable que estas condiciones se cumplan unas veces sí y otras no.

8.2. DESCRIPCION BASICA

En la Figura 7.8 se emplearon dos fuentes de alimentación para polarizar el transistor; esto no es usual ni práctico y, generalmente, se dispone de una sola fuente con la que se obtienen las polarizaciones adecuadas.

Veremos diferentes disposiciones que consiguen tales polarizaciones y trataremos de descubrir su influencia sobre la estabilidad en las condiciones de trabajo.

El hecho de que β no sea constante se obvia, en parte, encontrando un punto de trabajo adecuado y tratando de mantener esas polarizaciones estables. Ahora bien, β varía sensiblemente con la temperatura, hasta tal punto que no es disparatado decir que un aumento de 100 °C en la temperatura del transistor puede incrementar en un 50 por 100 el valor de β; como esto es inevitable, habrá que contrarrestar de alguna forma este efecto indeseable.

Por otra parte, la temperatura también influye sobre V_{BE}, que decrece del orden de 2 mV/°C, lo que implica que si la temperatura se eleva 100 °C, V_{BE} decrece 0,2 V. Si la polarización de base es constante, esto puede provocar aumentos desastrosos de la intensidad de emisor y, por tanto, de la de colector, que son totalmente inaceptables cuando el

transistor trabaja en la zona lineal, en la cual vamos a fijar (en el presente capítulo) las condiciones de trabajo del transistor.

■ Recta de carga

Una forma de visualizar las condiciones de trabajo del transistor es empleando las curvas de colector. Para ello nos serviremos de la recta de carga trazada sobre esas curvas características y gráficamente obtenida de la ecuación de la malla de salida.

Supongamos que las curvas de colector del transistor de la Figura 8.1 corresponden a la Gráfica 8.1.

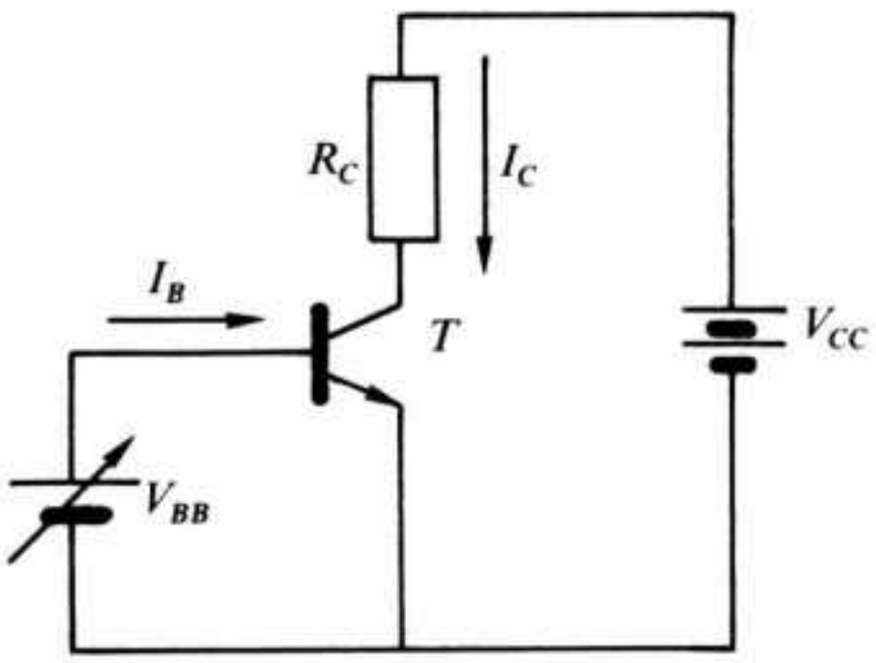
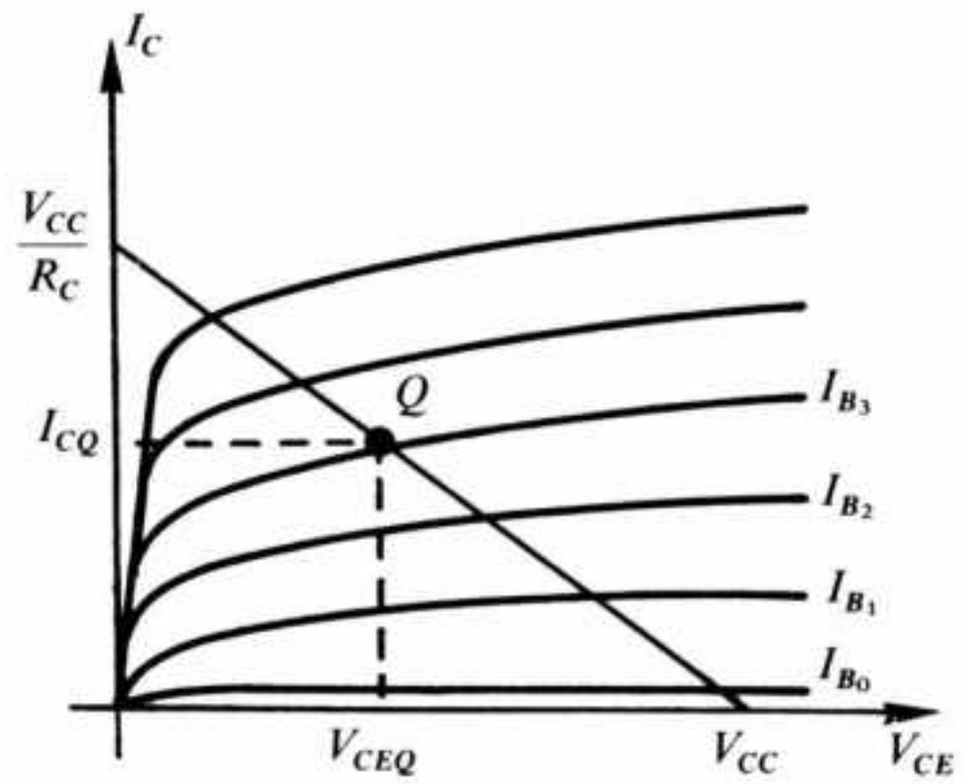


Figura 8.1. Circuito de polarización estática de un transistor *NPN*.



Gráfica 8.1. Recta de carga del circuito de la Figura 8.1.

Dependiendo del valor de I_B, las condiciones extremas de trabajo del transistor pueden ser corte o saturación.

Con el transistor en corte, $I_C \approx 0$, el circuito equivalente de colector sería el de la Figura 8.2*a*.

Analizando la malla de colector

$$V_{CC} = V_{R_C} + V_{CE}$$

como

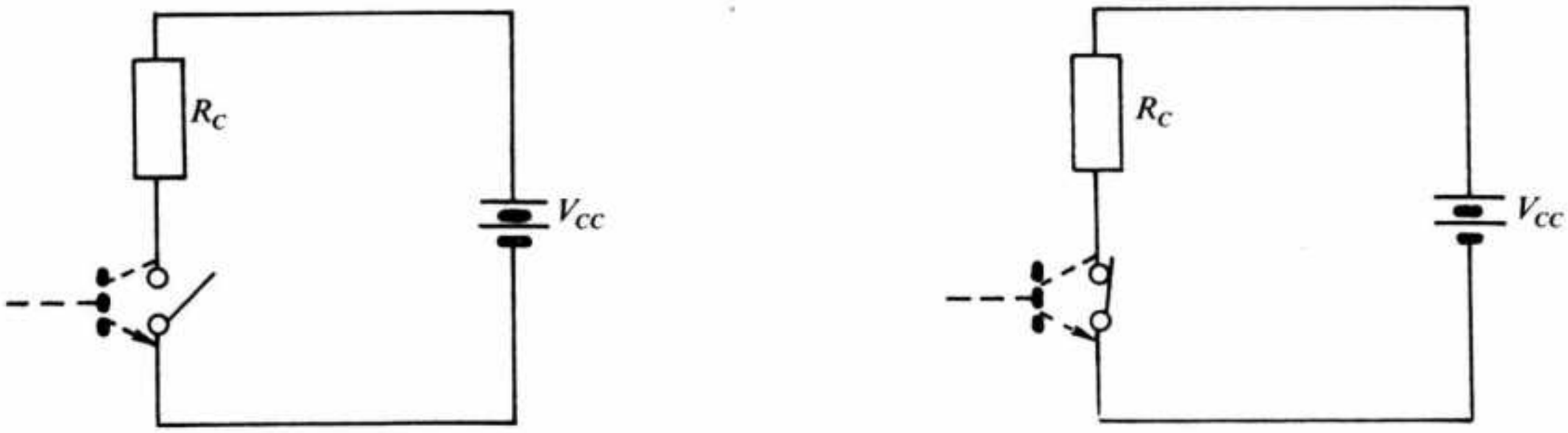
$$V_{R_C} = I_C \cdot R_C = 0$$

entonces

$$V_{CE} = V_{CC}$$

Con el transistor en saturación $V_{CE} \approx 0$, su circuito equivaldría al de la Figura 8.2*b*. Analizando de nuevo la misma malla

$$V_{CC} = V_{R_C} + V_{CE}$$



(a) Corte. **(b)** Saturación.

Figura 8.2. Transistor en corte y en saturación.

de donde

$$V_{CC} = V_{R_C}$$

e

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Estas dos circunstancias ocurren sobre los ejes de coordenadas y representan dos puntos sobre tales ejes. Uniendo dichos puntos, obtenemos la recta de carga.

Resumiendo: las dos condiciones que determinan la recta de carga son $V_{CE} = 0$ (condición de saturación) e $I_C = 0$ (condición de corte).

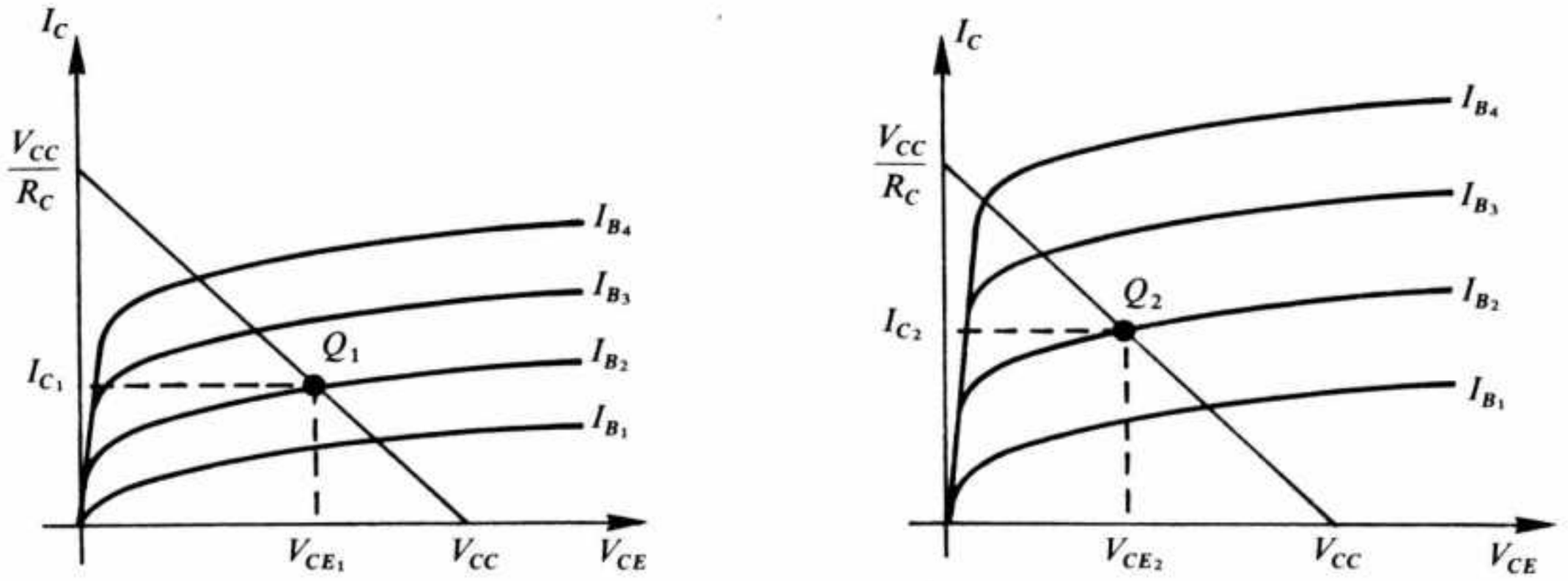
Cualquier variación de la corriente de base provocará variaciones de I_C entre 0 y V_{CC}/R_C y de V_{CE} entre 0 y V_{CC}, dicho de otra forma, cada valor de I_B lleva asociado un par de valores de I_C y de V_{CE}.

Como cada valor de la corriente de base implica una curva distinta, cada curva cortará la recta de carga en algún punto. Pues bien, para un valor concreto de I_B, la proyección de ese punto sobre ambos ejes determina los valores de I_{CQ} y de V_{CEQ}. Este punto se llama punto de trabajo o **punto *Q*** y es el que determina las condiciones de trabajo estáticas del transistor.

■ Influencia de la temperatura sobre *Q*

Al aumentar β con la temperatura, la separación entre las curvas, correspondientes a valores próximos de la corriente de base, aumenta, debido a que, para el mismo valor de I_B, aumenta I_C; esto lleva aparejado lógicamente, un nuevo valor de V_{CE}; en conclusión, supone un deslizamiento del punto de trabajo sobre la recta de carga.

Las Gráficas 8.2*a* y *b* representan esta situación para dos temperaturas distintas: $T_1 < T_2$.



(a) Punto de trabajo para T_1. **(b)** Punto de trabajo para T_2.

Gráfica 8.2. Puntos de trabajo para temperaturas, T_1 y T_2.

Como se puede observar:

$$Q_1 \neq Q_2$$

$$I_{C_1} < I_{C_2}$$

$$V_{CE_1} > V_{CE_2}$$

Por tanto, las condiciones de trabajo han quedado totalmente modificadas.

8.3. FUNCIONAMIENTO

■ Polarización fija

También llamada polarización de base, su circuito está representado en la Figura 8.3.

La corriente de base la proporciona V_{CC} a través de R_B, con lo cual ambas polarizaciones se obtienen de una única fuente.

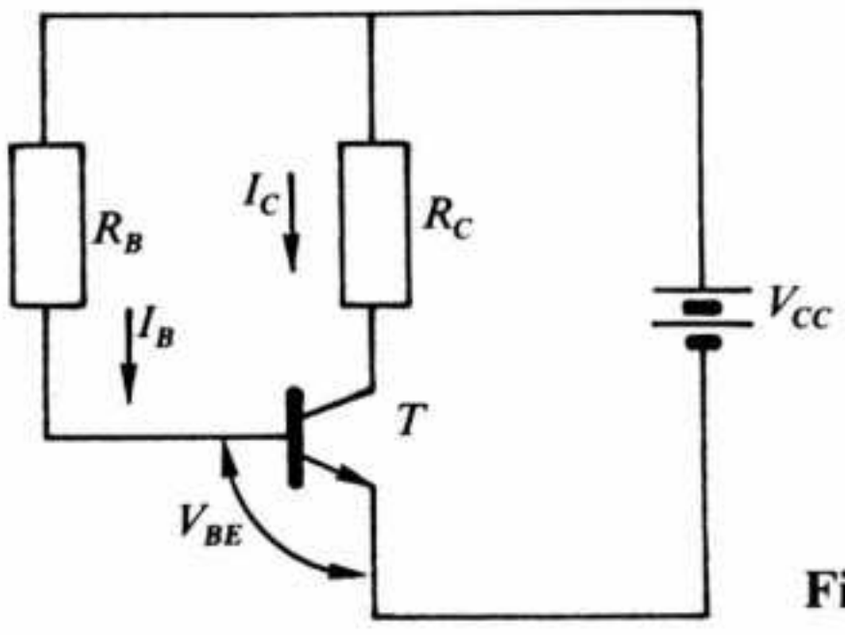


Figura 8.3. Circuito de polarización fija.

El valor de R_B se obtiene de la siguiente forma:

Dadas V_{CC}, R_C y el transistor a utilizar, primero procederemos a trazar la recta de carga, sobre ésta se habrá de elegir el punto de trabajo que determinará la corriente de base necesaria y, una vez conocida ésta, se calculará el valor de R_B, de la siguiente forma:

Analizando la malla base-emisor

$$V_{CC} = V_{R_B} + V_{BE}$$

como

$$V_{BE} = 0{,}7 \text{ V}$$

$$V_{R_B} = V_{CC} - 0{,}7$$

y, por fin,

$$R_B = \frac{V_{R_B}}{I_B} = \frac{V_{CC} - 0{,}7}{I_B}$$

Como en condiciones normales $V_{CC} \gg V_{BE}$, las posibles variaciones de V_{BE} afectarán muy ligeramente a I_B, que estará determinada a efectos prácticos, exclusivamente, por R_B y será prácticamente constante, con lo que un cambio de β provoca, irremediablemente, un desplazamiento del punto de trabajo.

La aplicación de este circuito de polarización se limita a transistores que trabajan como conmutadores (en corte o saturación).

Si se pretendiera utilizarlo en circuitos dispuestos para trabajar en activa, el circuito estaría condenado al fracaso, debido a la inestabilidad del punto Q.

EJEMPLO 8.1

Deseamos polarizar un transistor BD137 para las siguientes condiciones de trabajo: disponiendo de una fuente de tensión $V = 20$ V y una resistencia de colector de 220 Ω, la caída de tensión colector-emisor ha de ser $V_{CE} = 10$ V. Calcular la resistencia de polarización de base que consiga tal cometido.

Procedimiento

Obtengamos los puntos que determinan la recta de carga.

Para saturación

$$V_{CE} = 0$$

luego

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{20}{220} \simeq 0{,}09 \text{ A} \simeq 90 \text{ mA}$$

Para corte

$$I_C = 0, \quad \text{luego} \quad V_{CE} = 20 \text{ V}$$

Trazamos la recta de carga sobre las curvas obtenidas en la Práctica 7, que pasa por las coordenadas

$$I_C = 90 \quad ; \quad V_{CE} = 0 \quad \text{e} \quad I_C = 0 \quad ; \quad V_{CE} = 20$$

Proyectando el punto $V_{CE} = 10$ V (condición de trabajo pedida) sobre la recta de carga, el punto de corte será el punto Q, que corta a una curva imaginaria correspondiente a 320 μA, aproximadamente, de corriente de base. Una vez determinado el valor de I_B calculamos el valor de R_B

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{20 - 0{,}7}{320 \cdot 10^{-6}} = 60 \text{ k}\Omega$$

como este valor no está normalizado, escogemos el valor más próximo, esto es, 56 kΩ (normalización al 10 por 100). Compruébese que al disminuir el valor de R_B aumenta ligeramente I_B y, por tanto, se desplaza ligeramente el punto Q. Esta circunstancia habrá que tenerla en cuenta en aplicaciones reales.

NOTA: No hemos incluido los cálculos de las potencias que han de disipar las resistencias, ha sido así por considerarse de sobra conocido, lo cual no exime de hacerlo en todos los casos.

■ Polarización fija con realimentación de emisor

Realimentación se asocia con la idea de los cambios ocurridos en la señal de entrada de un circuito causados por la señal de salida de ese mismo circuito. En este caso, los cambios sufridos por la corriente de colector provocan cambios en la corriente de base.

Básicamente el circuito es el mismo que en polarización fija con la inclusión de una resistencia en el circuito de emisor (Fig. 8.4).

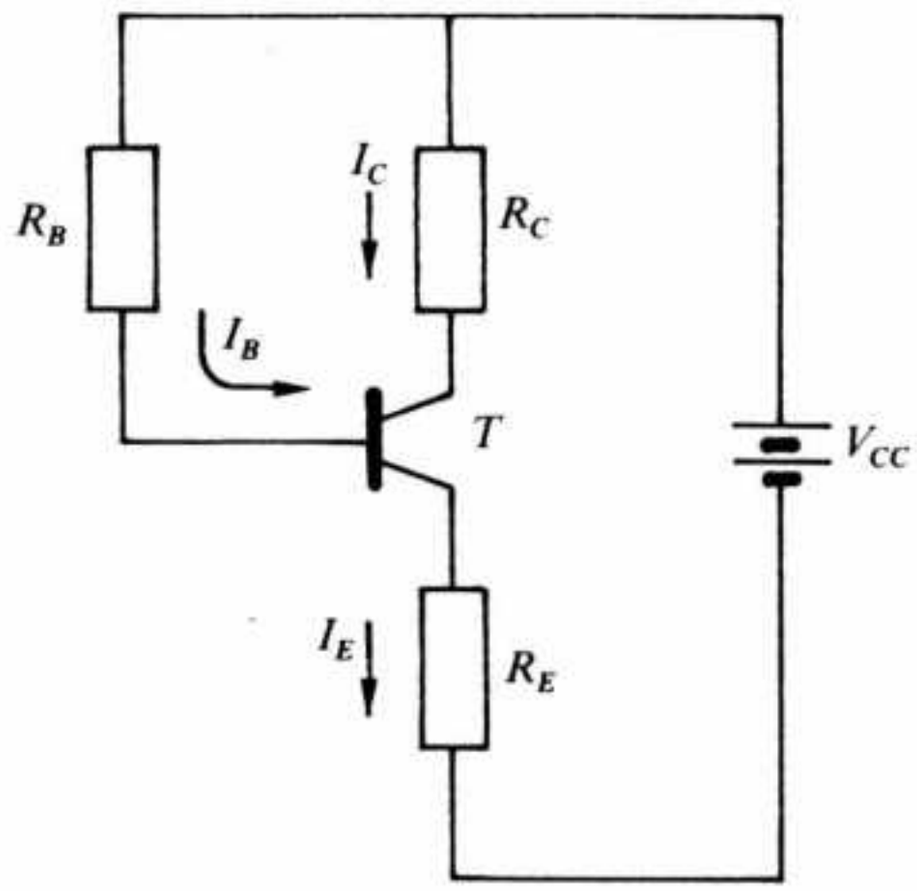


Figura 8.4. Polarización fija con realimentación de emisor.

Como la recta de carga viene determinada entre otras variables por la resistencia de carga, en este caso se deben contemplar ambas resistencias, R_C y R_E, ya que las dos están incluidas en la malla de salida, además podemos hacer una buena aproximación considerando $I_E = I_C$.

Resultando

$$V_{CC} = V_{R_C} + V_{CE} + V_{R_E}$$

o

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_C R_E$$

para

$$V_{CE} = 0 \quad \Rightarrow \quad I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

y para

$$I_C = 0 \quad \Rightarrow \quad V_{CE} = V_{CC}$$

Fijando el punto de trabajo, obtenemos el valor de I_B y analizando la malla de entrada, obtenemos el valor de R_B

$$V_{CC} = V_{R_B} + V_{BE} + V_E$$

como ahora

$$V_E = R_E \cdot I_{CQ} \qquad [1]$$

despejando

$$V_{R_B} = V_{CC} - (V_E + V_{BE}) = V_{CC} - (V_E + 0{,}7) \qquad [2]$$

y R_B será

$$R_B = \frac{V_{R_B}}{I_B} = \frac{V_{CC} - (V_E + 0{,}7)}{I_B}$$

Es usual que R_E sea aproximadamente $R_C/10$, circunstancia que se debe tener en cuenta al obtener una recta de carga determinada.

Ahora un aumento de β provoca un aumento de I_C, esto conlleva un valor más alto de V_E [1] y, por tanto, una disminución de la caída de tensión en R_B [2], con lo cual I_B disminuye compensando el aumento de β.

Este hecho confiere estabilidad al punto Q; esto se consigue gracias a que el emisor está sometido a una tensión variable, al contrario que en polarización fija en que estaba, permanentemente, a un potencial fijo (0 V). Esta variación es razón directa de I_C y de R_E, por lo que el valor de esta última debería ser elevado para que las variaciones de V_{R_E} fueran apreciables, pero, por otra parte, si V_{R_E} es elevada (al serlo R_E) también lo es V_{RC} y, por tanto, V_{CE} disminuye y el transistor podría entrar en saturación.

Lo anterior hacer ver que tampoco éste sea el circuito ideal de polarización.

EJEMPLO 8.2.
Utilizando las mismas condiciones que en el Ejemplo 8.1, hay que calcular R_E y R_B.

Procedimiento

Obtengamos en primer lugar el valor de la resistencia de emisor

$$R_E = \frac{R_C}{10} = \frac{220}{10} = 22\ \Omega$$

La recta de carga vendrá determinada por

$$V_{CE} = V_{CC} = 20\ \text{V}$$

e

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{20}{242} = 0{,}0826\ \text{A} = 82{,}6\ \text{mA}$$

fijando el punto de trabajo, encontramos que $I_B = 280\ \mu\text{A}$, aproximadamente.

Como tratamos de que el transistor funcione en el punto de trabajo pedido, habrá que calcular V_E correspondiente a ese punto, para ello será necesario conocer previamente

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{R_C + R_E} = \frac{20 - 10}{220 + 22} = 41{,}3\ \text{mA}$$

y ahora

$$V_E = I_{CQ}R_E = 41{,}3 \cdot 10^{-3} \cdot 22 = 0{,}909\ \text{V} = 909\ \text{mV}$$

de donde

$$V_{R_B} = V_{CC} - (V_{BE} + V_E) = 20 - (0{,}7 + 0{,}909) = 18{,}4\ \text{V}$$

resultando

$$R_B = \frac{V_{R_B}}{I_B} = \frac{18{,}4}{280 \cdot 10^{-6}} = 65{,}7\ \text{k}\Omega$$

que normalizándolo

$$R_B = 68\ \text{k}\Omega$$

■ Polarización por realimentación de colector

Un intento de remediar el inconveniente del caso anterior es la polarización por realimentación de colector (Fig. 8.5).

En esta disposición la señal de salida que influye sobre I_B se toma del colector. Como se puede observar R_B no se conecta a un potencial fijo V_{CC}, sino a uno variable V_{CE}.

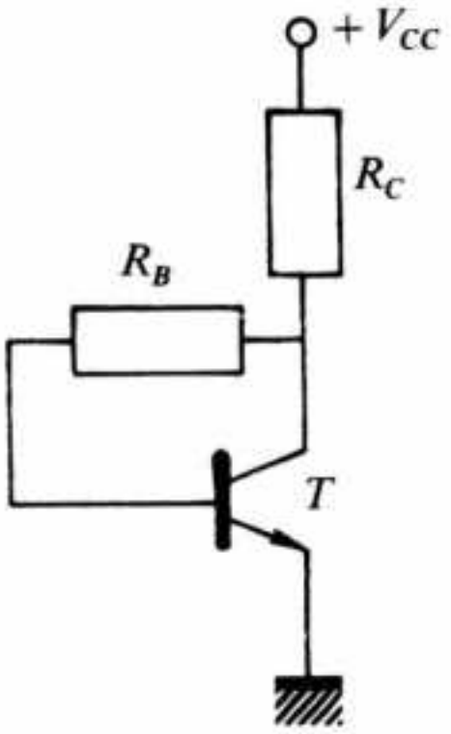


Figura 8.5. Polarización por realimentación de colector.

Obtengamos la recta de carga, analizando la malla de salida

$$V_{CC} = (I_C + I_B)R_C + V_{CE}$$

como $I_B = I_C/\beta$ y β suele ser elevada, $I_C \gg I_B$ por lo que podemos despreciar el sumando $I_B \cdot R_C$ y, entonces, los puntos que determinan la recta son

$$\text{para} \qquad I_C = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC} \quad \text{y para} \quad V_{CE} = 0 \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Una vez fijado el punto de trabajo y determinada I_B, analizamos la malla de base, donde

$$V_{CC} = (I_C + I_B)R_C + I_B R_B + V_{BE}$$

por lo expuesto anteriormente,

$$V_{CC} = I_C R_C + I_B R_B + V_{BE}$$

despejando

$$R_B = \frac{V_{CC} - (I_C R_C + V_{BE})}{I_B}$$

El comportamiento del circuito es el siguiente:

Si aumenta β, aumenta I_C y, a su vez, lo hace V_{R_C} y, por tanto, disminuye V_{CE}; de esta forma, la tensión en extremos de R_B disminuye, disminuyendo también I_B, compensando de esta forma la variación de β. El proceso es válido igualmente cuando β disminuye.

Cuantificando la estabilización de esta disposición, se observa que es mayor que en la de realimentación por emisor, dicho de otra forma, compensa mejor las variaciones de β,

ofreciendo como ventaja adicional que el transistor no se llega a saturar. Obsérvese que por mucho que disminuye R_B, V_{CE} no puede descender por debajo de 0,7 V, caso correspondiente a base y colector en cortocircuito y entonces $V_{CE} = V_{BE} = 0{,}7$ V.

EJEMPLO 8.3

Las condiciones de funcionamiento son las mismas de los ejemplos anteriores. $V_{CC} = 20$ V, $R_C = 220\ \Omega$, $T =$ BD137 y $V_{CE} = 10$ V.

La recta de carga y la información sobre I_B es la misma del Ejemplo 8.1, $I_B = 320\ \mu$A.

Como

$$V_{R_c} = V_{CC} - V_{CE} = 20 - 10 = 10 \text{ V}$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - (V_{R_c} + V_{BE})}{I_B} = \frac{20 - (10 + 0{,}7)}{320 \cdot 10^{-6}} = 29 \text{ k}\Omega$$

al normalizar su valor resulta $R_B = 27$ kΩ.

■ Polarización por divisor de tensión o autopolarizado

El circuito de la Figura 8.6 representa el modo de polarización llamado polarización por división de tensión, **polarización universal** o **autopolarizado;** denominaciones que provienen del divisor formado por R_1 y R_2 y por la generalización de su empleo. Esta es la forma de polarización más adecuada para hacer trabajar al transistor en la zona lineal o activa.

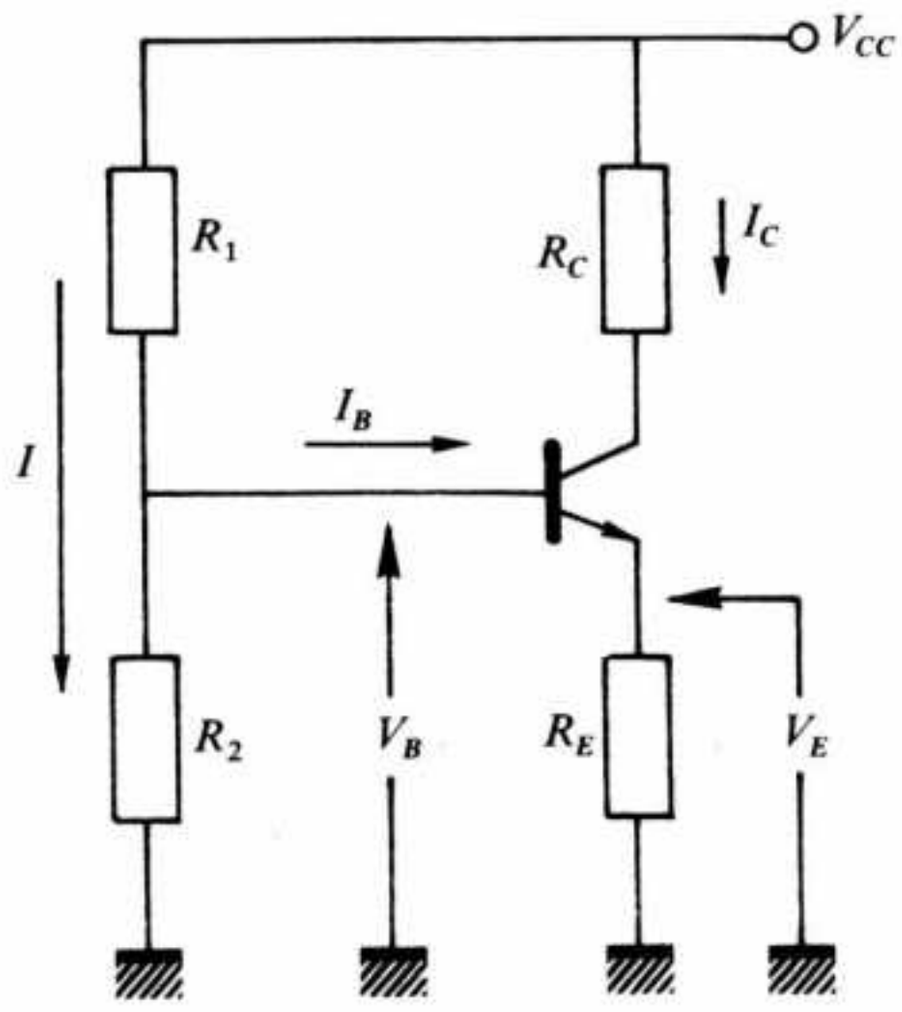


Figura 8.6. Polarización por divisor de tensión.

Una vez obtenida la recta de carga y elegido el punto estático o de reposo (también así se llama el punto Q) quedan determinadas I_C y V_{CE}; a partir de I_C calculamos V_E

$$V_E = I_C R_E$$

siendo

$$V_B = V_{BE} + V_E$$

Si V_B mantiene su valor constante, I_B quedará controlada por las variaciones de V_{BE}, con lo que un eventual aumento de I_C provocará un aumento de V_E y la consiguiente disminución de V_{BE} y de la corriente de base, la cual tiende a corregir la desviación de I_C.

En el circuito de la Figura 8.6, si la corriente I es como mínimo diez veces mayor que la corriente de base, entonces

$$(I - I_B)R_2 \simeq IR_2$$

y así se consigue un valor prácticamente constante de la tensión de base V_B.

Sabiendo esto y conocida la corriente de base determinada por el punto Q, el problema se reduce a calcular los valores de R_1 y R_2. Fijemos $I = 10I_B$

$$R_2 = \frac{V_B}{10I_B}$$

y

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{10I_B}$$

EJEMPLO 8.4

Para las mismas condiciones de los ejemplos anteriores, calcular los valores de R_1 y R_2.

Del Ejemplo 8.2 tenemos: $V_{CC} = 20$ V, $R_C = 220\ \Omega$, $R_E = 22\ \Omega$, $V_{CE} = 10$ V, $I_C = 41{,}3$ mA, $I_B = 280\ \mu$A y $V_E = 909$ mV.

Si hacemos $I = 10I_B$

$$R_2 = \frac{V_{BE} + V_E}{10I_B} = \frac{0{,}7 + 0{,}909}{10 \cdot 280 \cdot 10^{-6}} = 574\ \Omega, \quad \text{normalizado } 560\ \Omega$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{10I_B} = \frac{20 - (0{,}7 + 0{,}909)}{10 \cdot 280 \cdot 10^{-6}} = 6568\ \Omega, \quad \text{normalizado } 6\text{ k } 8\ \Omega$$

8.4. CONSIDERACIONES GENERALES

Para comprender mejor la razón de ser de los circuitos de polarización, hemos ido realizando los cálculos correspondientes a dichos circuitos, para ello obtuvimos los valores de la corriente de base a partir de las curvas de colector. Esto no es totalmente necesario, ya que una vez fijado el punto de trabajo, en función de los valores requeridos de I_C y de V_{CE}, se puede obtener información acerca de la corriente de base consultando los libros de datos de los fabricantes, en los cuales se encuentra , asimismo información de β en forma

de gráficas, como función de I_C; a partir de ella se puede obtener el valor de I_B para un valor concreto de I_C.

Por otra parte, al haber realizado los cálculos con aproximaciones, unas veces por simplificarlos y otras por estimaciones no del todo objetivas, por ejemplo: hemos supuesto constante $V_{BE} = 0{,}7\,\text{V}$ cuando no lo es; además, hemos normalizado los valores de resistencias al más próximo del valor desprendido de los cálculos, sin tener en cuenta si era mayor o menor. Esto lleva consigo que las condiciones en las que va a trabajar el circuito presenten desviaciones con respecto a las requeridas inicialmente.

Si se tiene en cuenta el sentido (mayor o menor) en que se han ido tomando las aproximaciones, cuidando de compensar unas con otras, se paliarán en algún grado dichas desviaciones, por ejemplo, en el circuito de polarización fija, si se ha hecho una estimación del valor de I_B supuestamente alto, al normalizar el valor de R_B se deberá elegir el valor inmediato superior y no el inferior, ya que, si así fuera, incrementaríamos aún más la desviación de I_B y, por tanto, de las condiciones de trabajo.

8.5. PROCESO OPERATIVO

■ Polarización fija

1. Conectar el circuito de la Figura 8.3 con los valores del Ejemplo 8.1. Intercalar un miliamperímetro en el circuito de base y otro en el de colector.
2. Observar y anotar las lecturas iniciales. Anotarlas de nuevo transcurridos 30 seg. Tocar el transistor para apreciar su temperatura.
3. Razonar las posibles diferencias entre los cálculos y las lecturas iniciales. Observar los cambios producidos en las lecturas y razonar el motivo.
4. Con las últimas lecturas, localizar el nuevo punto de trabajo.

■ Polarización fija con realimentación de emisor

1. Repetir el proceso propuesto para el circuito de polarización fija, aplicado al circuito de la Figura 8.4. Incluir, además, la observación de los valores de V_E.
2. Comparar los resultados obtenidos con uno y otro circuito.

■ Polarización por realimentación de colector

1. Conectar el circuito de la Figura 8.5 con los valores correspondientes al Ejemplo 8.3.
2. Repetir los procesos anteriores prestando atención a las variaciones de V_{CE}.
3. Comparar los resultados con los obtenidos anteriormente.

■ Polarización por divisor de tensión

1. Conectar el circuito de la Figura 8.6 con los valores del Ejemplo 8.4.
2. Repetir las observaciones anteriores incluyendo V_B.
3. Comparar estos resultados con los anteriores.

CUESTIONES

1. Justificar por qué un cambio de β provoca un desplazamiento del punto de trabajo.
2. Razonar por qué las condiciones de corte y saturación determinan la recta de carga para un circuito concreto.
3. ¿Por qué es inestable la polarización fija?
4. ¿Cuál es la ventaja de la polarización por realimentación de colector?
5. Exponer de forma resumida el comportamiento del circuito de polarización universal ante un posible incremento de β.

CONCLUSIONES

- Al ser β variable, sobre todo con la temperatura, es necesario dotar al transistor de circuitos de polarización capaces de compensar dichas variaciones.
- Con los diferentes circuitos vistos, se consiguen las polarizaciones necesarias del transistor a partir de una única fuente de alimentación.
- El circuito de polarización fija, polariza correctamente al transistor, pero no compensa ningún tipo de variación sufrida por las condiciones de trabajo.
- La polarización por realimentación de colector, frente a la de emisor, presenta la ventaja de que el transistor no puede llegar a saturarse.
- La polarización universal es la más adecuada cuando el transistor ha de trabajar en la región activa.
- Se deben tener en cuenta las aproximaciones realizadas en los cálculos para que las desviaciones de las condiciones de trabajo sean mínimas.

PRACTICA 9

Amplificación (Configuración E.C.)

9.1. INTRODUCCION

Lo que conocemos hasta ahora del transistor puede hacer difícil pensar en sus posibles aplicaciones, ya que sólo nos hemos ocupado de estudiar un comportamiento un tanto extraño y de hacer lo posible para que no se modifiquen unas determinadas condiciones de trabajo. Seguramente algún lector deseoso de resultados prácticos se habrá preguntado: ¿y todo esto, para qué?

La presente práctica trata de presentar una de las principales aplicaciones del transistor: *la amplificación.*

Nos ocuparemos de cómo, variando de una forma controlada ese punto de trabajo que tanto nos ha preocupado mantener fijo, se obtienen resultados verdaderamente interesantes.

9.2. DESCRIPCION BASICA

Entendemos por amplificación el hecho mediante el cual una variación ocurrida a la entrada de un circuito, aparece ampliada a la salida.

Aplicando este concepto al transistor, si provocamos una variación de la polarización de base, obtendremos una variación mucho mayor de la corriente de colector y, por tanto, de la tensión colector-emisor.

Generalmente, empleando el transistor como amplificador, las variaciones de la polarización de base vienen provocadas por la aplicación de una pequeña señal de c.a. a la entrada, que se desea aparezca a la salida aumentada de valor, pero siendo un fiel reflejo de la de entrada.

Llegado este punto es necesario definir nuevos conceptos:

- **Símbolo:** Es usual representar un amplificador mediante la Figura 9.1 donde la punta de flecha indica la salida.

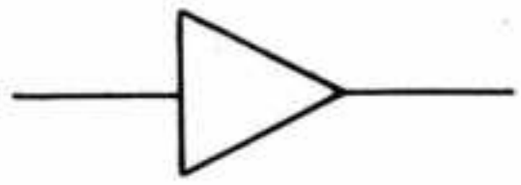


Figura 9.1. Representación esquemática del amplificador.

- **Entrada:** Malla a la cual se aplica una señal proveniente de una fuente para ser amplificada. (No confundir con la fuente de c.c. que alimenta al circuito.) Se denota por el subíndice «*i*» (input).
- **Salida:** Circuito del cual se obtiene la señal amplificada. Lleva asociado el subíndice «*o*» (output).
- **Distorsión:** Deformación en la señal de salida respecto a la de entrada.
- **Tensión de entrada:** «v_i», voltaje que entrega el generador de señal para amplificar.
- **Corriente de entrada:** «i_i», corriente que absorbe el amplificador del generador.
- **Impedancia de entrada:** «Z_i», resistencia que «ve» el generador al conectarlo a la entrada del amplificador

$$Z_i = \frac{v_i}{i_i}$$

- **Tensión de salida:** «v_o», tensión alterna que se manifiesta en extremos de la carga.
- **Corriente de salida:** «i_o», c.a. que circula por la carga.
- **Impedancia de salida:** «Z_o», resistencia interna que presenta v_o si se emplea como generador para otro dispositivo

$$Z_o = \frac{v_o}{i_o}$$

- **Ganancia de tensión:** «A_v», expresa la relación entre las tensiones de salida y de entrada.

$$A_v = \frac{v_o}{v_i}$$

- **Ganancia de corriente:** «A_i», es la relación entre las corrientes de salida y de entrada

$$A_i = \frac{i_o}{i_i}$$

Referida exclusivamente al transistor (no al circuito asociado) recibe el nombre de *beta de corriente alterna* ($\beta_{\text{c.a.}}$), y se define como el cociente entre el incremento (Δ) de la corriente de colector y el incremento de la corriente de base que lo provoca

$$\beta_{\text{c.a.}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}, \quad \text{o lo que es igual,} \quad \beta_{\text{c.a.}} = \frac{i_c}{i_b}$$

también llamada h_{fe}, que no se debe confundir con H_{FE}.

- **Ganancia de potencia:** «A_p», es el cociente entre la potencia de c.a. absorbida por la carga y la absorbida por el circuito de entrada del amplificador

$$A_p = \frac{P_o}{P_i}, \quad \text{o bien,} \quad A_p = \frac{v_o \cdot i_o}{v_i \cdot i_i}$$

- **Relación de fase:** Desfase que presenta la señal de salida respecto a la de entrada.
- **Configuración:** Se denomina así a la disposición que presenta el transistor frente a la señal de entrada y a la de salida, dependiendo su nombre del terminal común a la entrada y a la salida. En esta práctica estudiaremos la configuración *emisor común*, E.C. en lo sucesivo, dejando para la práctica siguiente otras configuraciones.

Las magnitudes anteriores referidas a c.a. se pueden expresar en valor eficaz, pico a pico o de pico, ofreciendo los mismos resultados siempre que todas las presentes en la misma ecuación se expresen de la misma forma.

Generalmente, un circuito amplificador incluye condensadores; la misión de éstos es ofrecer un paso fácil a la c.a. y, por el contrario, impedirlo a la c.c.

Restringiremos el estudio a amplificadores de baja frecuencia (B.F.), $F < 200$ kHz, despreciando las capacidades parásitas del transistor, ya que estas capacidades son inherentes a toda unión *PN*.

■ Amplificador E.C.

El circuito de la Figura 9.2 representa un amplificador E.C. Se puede observar que v_i se aplica entre base y emisor y la salida se obtiene entre colector y emisor. Se aprecia que el tipo de polarización utilizado es de divisor de tensión o autopolarizado.

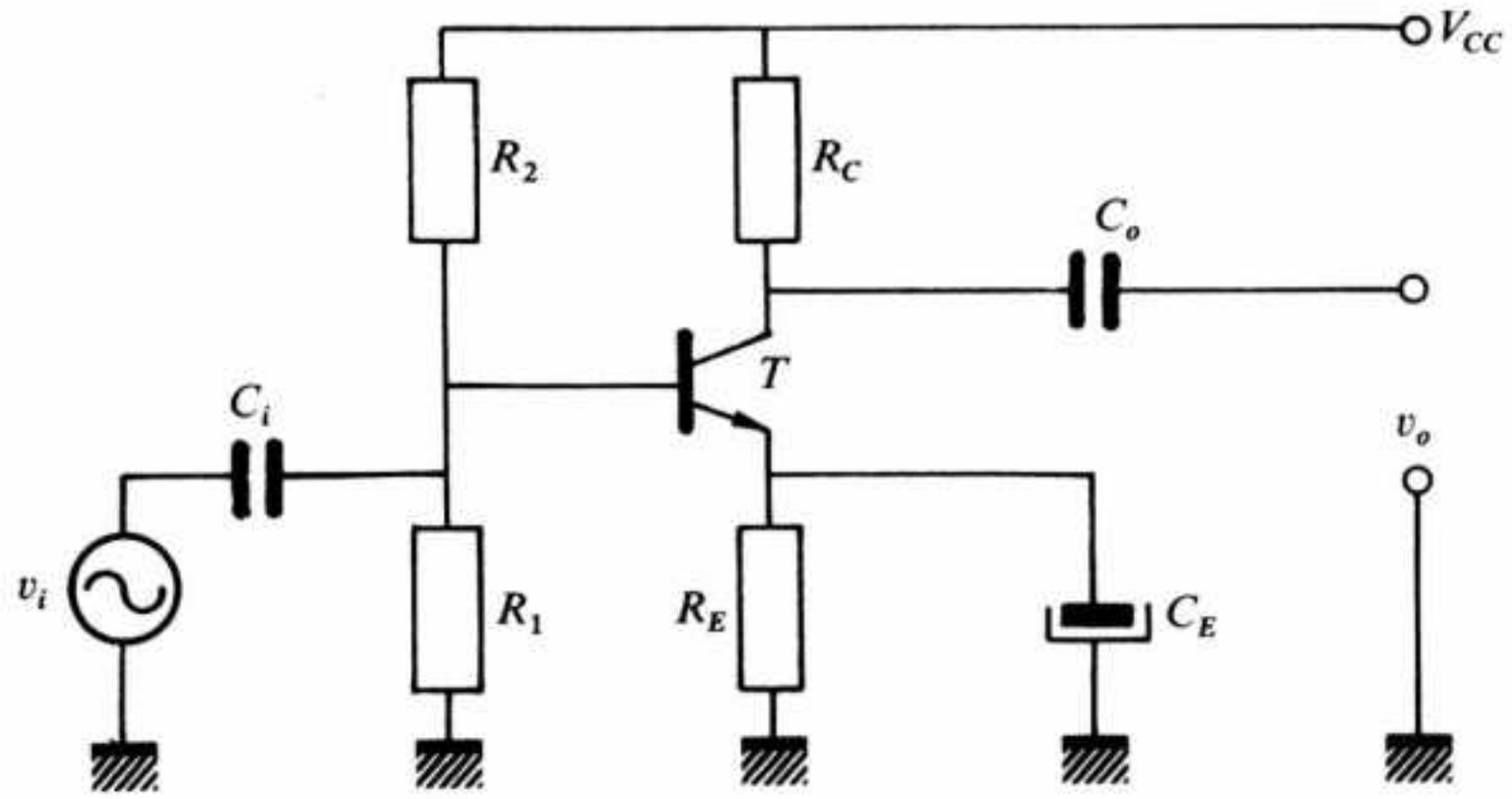


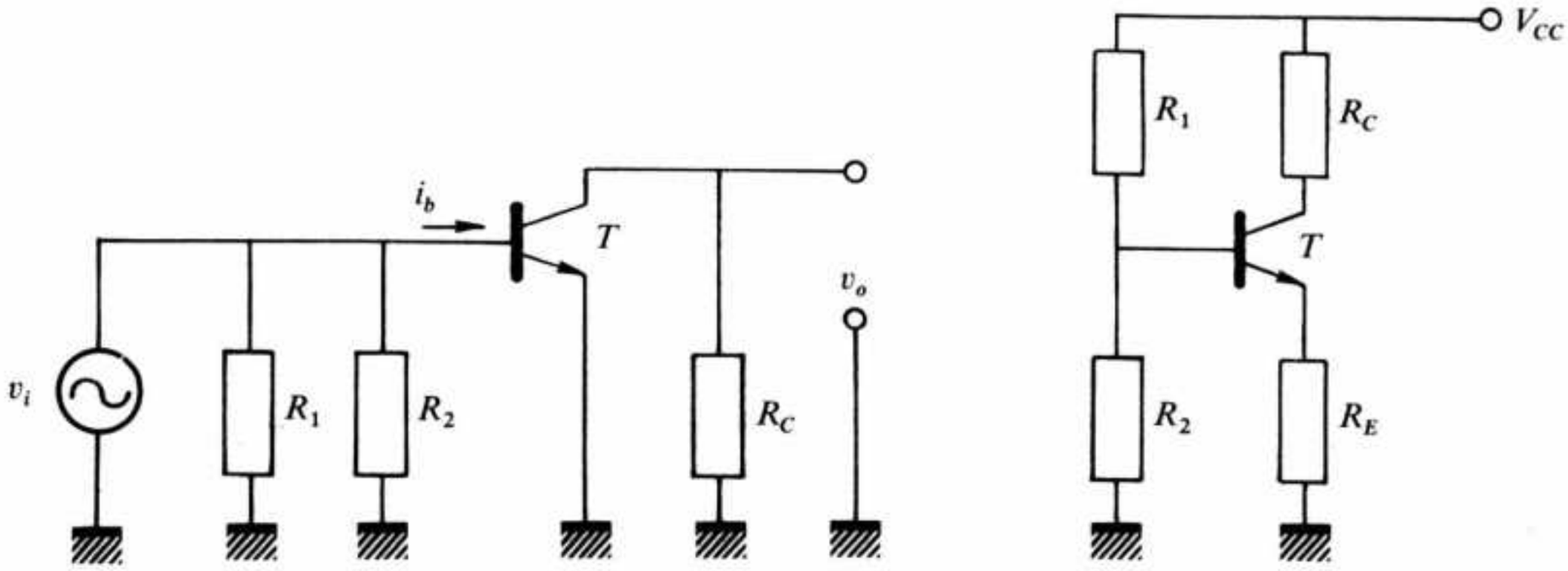
Figura 9.2. Modelo de amplificador en E.C. autopolarizado.

Para facilitar el análisis de amplificadores se suele considerar el circuito como dos independientes: uno para c.a. y otro para c.c. Esto se consigue aplicando el *teorema de la superposición*, de la siguiente forma:

Circuito equivalente de c.a.

- Se cortocircuita V_{CC}.
- Se consideran los condensadores como cortocircuitos, debido a su baja dificultad de paso a la c.a.

De esta forma obtenemos el circuito de la Figura 9.3*a*.



(a) Circuito equivalente para c.a. **(b)** Circuito equivalente para c.c.

Figura 9.3. Circuitos equivalentes para el amplificador de la Figura 9.2.

Circuito equivalente de c.c.

- Cortocircuitar v_i.
- Considerar los condensadores circuitos abiertos (su reactancia es infinita para c.c.).

El circuito resultante es el de la Figura 9.3*b*.

Las magnitudes de tensión y corriente en cualquier punto del circuito serán las resultantes de la superposición (suma) de las presentes, en el mismo instante, en cada uno de los circuitos equivalentes.

Las características de una configuración determinada vienen dadas por: Z_i, Z_o, A_i, A_v y relación de fase.

Valoremos a continuación cada una de ellas para la configuración E.C.

Impedancia de entrada

Como la fuente de señal entrega una v_i que se aplica al circuito paralelo formado por R_1, R_2 y el transistor, debemos conocer por tanto la resistencia que presenta el transistor a dicha fuente.

Al aplicarse v_i al circuito base-emisor, deberíamos estudiar éste para saber qué resistencia ofrece. Al ser un diodo, su curva característica será similar a la representada en la Gráfica 9.1*a*, para una V_{CE} determinada.

Para el modelo de c.c. (con $v_i = 0$) la polarización del diodo viene determinada por el punto Q que implica una I_E para una V_{BE}. Al aplicar v_i, ésta produce variaciones en torno a ese valor de V_{BE}; éstas variaciones representan un ΔV_{BE} que provoca unas variaciones de $I_E = \Delta I_E$. Pues bien, al cociente de ambas se le llama **resistencia dinámica de emisor** o resistencia de emisor a la c.a.

$$r_e = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_E}$$

como ΔV_{BE} e ΔI_E pueden ser exactamente v_{be} e i_e, se puede escribir

$$r_e = \frac{v_{be}}{i_e}$$

Nótese que el valor de i_e depende de la localización del punto Q, debido a la no linealidad de la gráfica, y, por tanto, implica que r_e no es constante para todas las polarizaciones de base. Aun en estas circunstancias, como el valor de v_i suele ser pequeño, es usual tomar como aproximación

$$r_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E}$$

Hasta aquí hemos obtenido la resistencia del emisor a la c.a. Volviendo a la Figura 9.3*a* se aprecia que el transistor sólo absorbe del generador una corriente i_b y, estableciendo la aproximación $i_e = i_c$, tenemos que

$$i_b = \frac{i_e}{\beta_{\text{c.a.}}}, \quad \text{o bien} \quad i_e = i_b h_{fe}$$

resultando que la resistencia, o mejor dicho, la impedancia de entrada al transistor será h_{fe} veces mayor que r_e, esto es

$$Z_{i(T)} = hf_e \frac{v_{be}}{i_e} = h_{fe} r_e$$

Con la impedancia de entrada al transistor cuantificada, la de entrada al circuito será

$$Z_i = R_1 \| R_2 \| h_{fe} r_e$$

($R_1 \| R_2$ se lee: R_1 «en paralelo con» R_2).

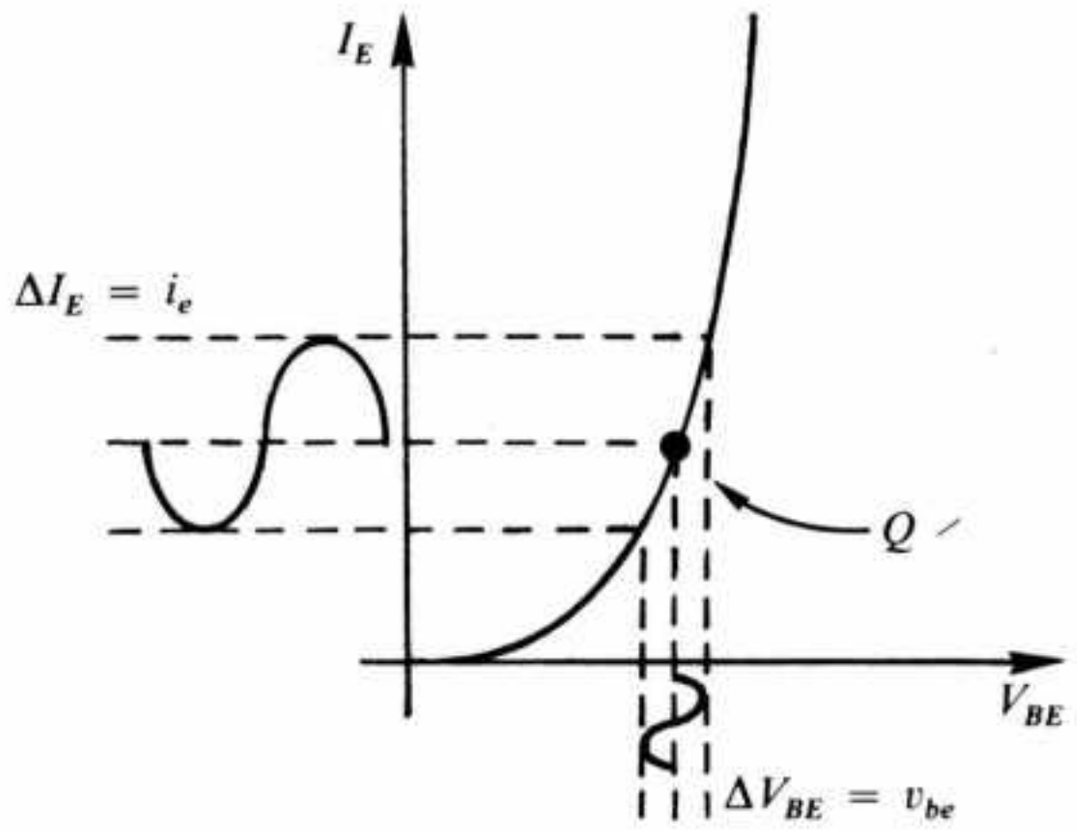
Como es conveniente que Z_i sea elevada para reducir al mínimo los efectos de la resistencia interna del generador, R_1 y R_2 deben ser de valores elevados; esto contradice de algún modo lo expuesto en el capítulo anterior para fijar los valores de dichas resistencias, por tanto se debe establecer una solución de compromiso una vez conocida la impedancia interna de la fuente de señal a utilizar en cada caso particular.

Visto lo anterior se puede decir que la impedancia de entrada a esta configuración es media y suele presentar valores comprendidos entre 2 kΩ y 6 kΩ.

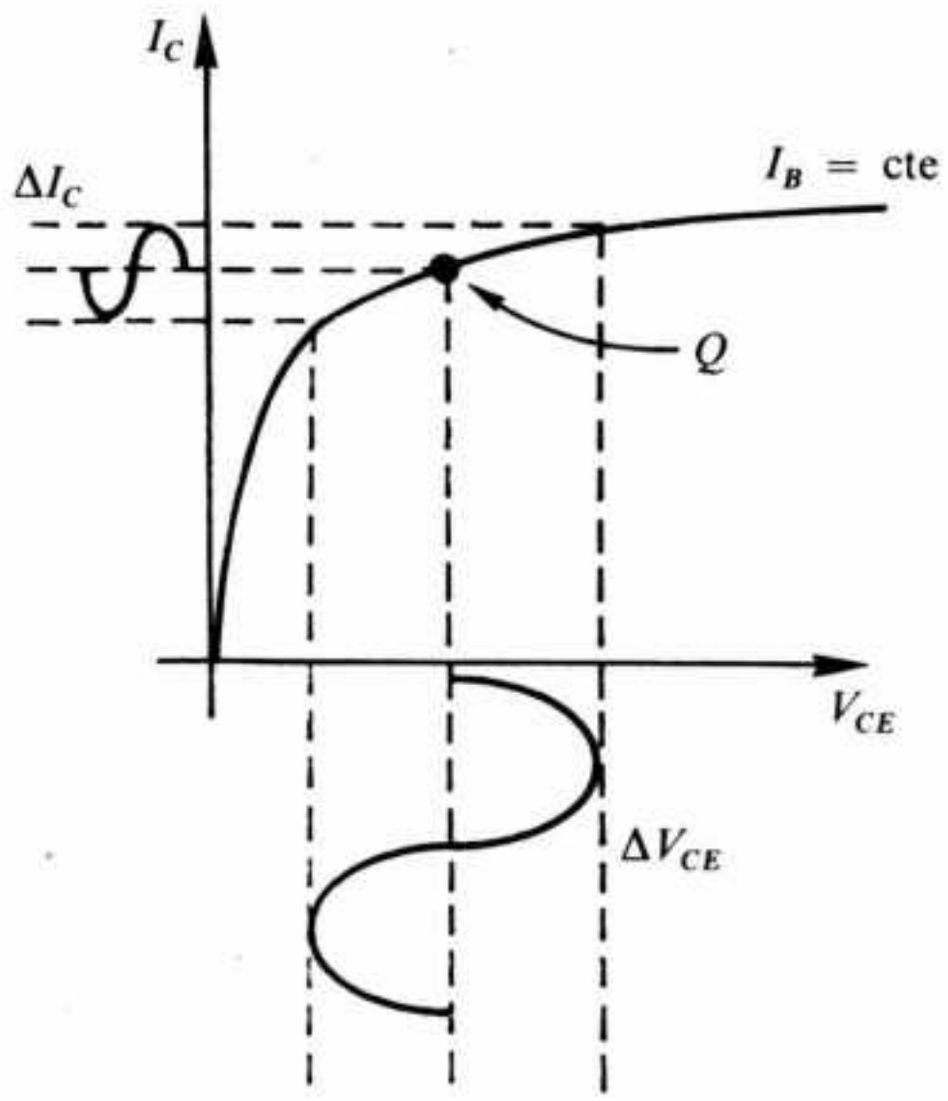
Impedancia de salida

Al igual que en el caso anterior, debemos utilizar el circuito de c.a. para estudiar la impedancia de salida. En él se observa que v_o se toma del circuito paralelo formado por R_C y el circuito colector-emisor, por lo que debemos analizar éste.

Consideremos la curva de colector de la Gráfica 9.1*b*. En condiciones de reposo, Q



(a) Resistencia dinámica de emisor.



(b) Resistencia dinámica de colector.

Gráfica 9.1. Representación gráfica de las resistencias dinámicas de emisor y colector.

implica dos valores I_C y V_{CE} para I_B, si manteniendo I_B constante provocamos variaciones de V_{CE} de valor ΔV_{CE}, se producirán variaciones de I_C equivalente a ΔI_C; de nuevo, el cociente entre ambas determina la resistencia dinámica de colector, que coincide con la impedancia de salida de éste, llamémosla $Z_{o(T)}$ y será

$$Z_{o(T)} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \quad \text{o bien} \quad Z_{o(T)} = \frac{v_{ce}}{i_c}$$

Es fácil observar que las variaciones de V_{CE} son mucho mayores que las de I_C y que, además, aquéllas son de varios órdenes de magnitud superiores a ésta, generalmente voltios frente a miliamperios. Esto da una idea de lo elevada que es la impedancia de salida del transistor.

A conclusiones parecidas se llega si se sustituye el circuito colector-emisor por una fuente de corriente casi ideal (impedancia interna muy alta) de valor i_c en serie con una resistencia de valor r_e.

Según lo anterior la impedancia de salida del circuito será

$$Z_o = Z_{o(T)} \| R_C$$

Como $Z_{o(T)}$ es muy elevada frente a R_C se puede considerar con buena aproximación

$$Z_o = R_C$$

Ganancia de tensión

La tensión de salida es la componente alterna de la tensión en R_C. Obsérvese la Figura 9.3*a*, si la sustituimos por el circuito equivalente de la Figura 9.4, vemos que no existe ninguna contradicción, ya que v_i está aplicada al diodo emisor y éste lo hemos sustituido por su resistencia a la c.a. Por otra parte, el circuito de colector lo hemos sustituido por una fuente de corriente i_c.

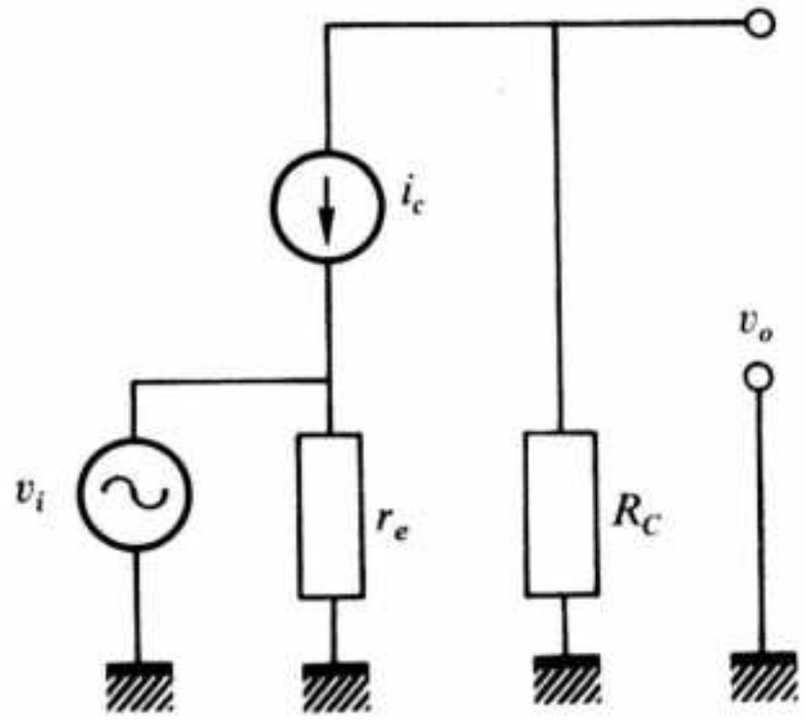


Figura 9.4. Circuito equivalente a la Figura 9.3 para v_i y v_o.

Hagamos una vez más $i_e = i_c$, entonces

$$v_o = -R_C i_e$$

y, por otra parte,

$$v_i = r_e i_e$$

de donde

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_C i_e}{r_e i_e}$$

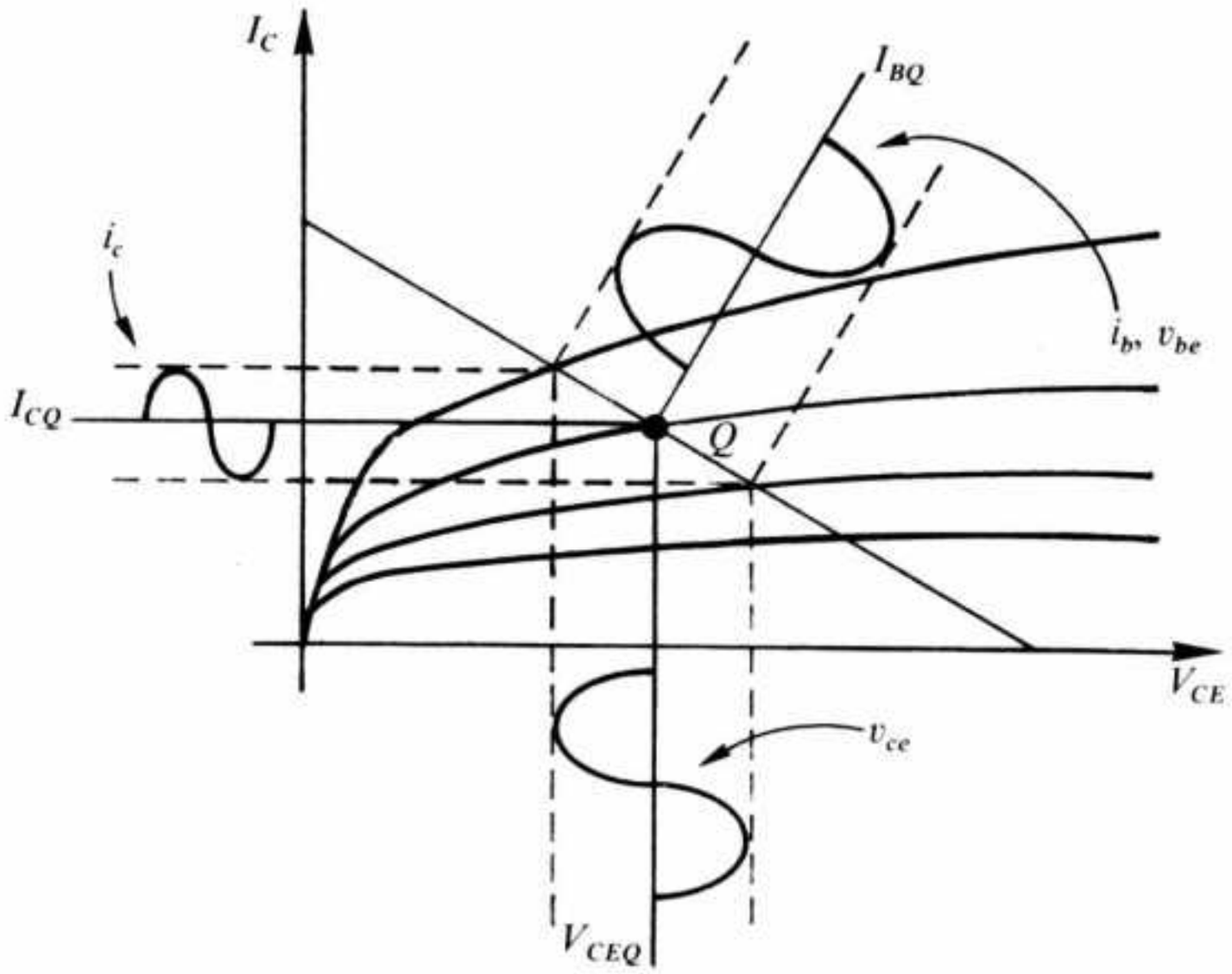
y, finalmente,

$$A_v = -\frac{R_C}{r_e}$$

donde el signo «—» representa que v_o esta desfasada 180° respecto en v_i.

De forma gráfica, la ganancia de tensión se puede observar en la Gráfica 9.2.

Como v_i lleva asociada una variación de la corriente de base (i_b) y, por tanto, un desplazamiento del punto de trabajo en torno a Q, esto implica variaciones de V_{CE} de valor v_{ce}. Cuando v_i aumenta (semiciclo positivo) provoca un deslizamiento del punto hacia la región de saturación, esto implica una disminución de v_{ce}, alcanzando su valor más pequeño cuando v_i tiene el valor máximo, ocurriendo lo contrario cuando v_i disminuye, de



Gráfica 9.2. Ganancias de tensión y de corriente.

tal forma que, cuando su valor es el de pico negativo, v_{ce} alcanza el valor más alto. Lo anterior hace ver que v_o está desfasada 180° respecto a v_i.

Si se tiene en cuenta que, generalmente, la amplitud de v_i es del orden de milivoltios y v_o alcanza valores de algunos voltios, se tendrá una idea de la ganancia de tensión. De cualquier forma se observa que ésta es elevada, generalmente algunas centenas.

Ganancia de corriente

A_i viene definida por la relación entre i_o e i_i, esto es

$$A_i = \frac{i_o}{i_i}$$

que referida exclusivamente al transistor será

$$A_{i(T)} = \frac{i_c}{i_b} = h_{fe}$$

En cuanto a la ganancia de corriente del circuito, será distinta debido a que parte de la corriente de entrada se deriva por R_1 y R_2 circulando por el transistor solamente i_b. Como

$$i_o = \frac{v_o}{Z_o} \quad \text{e} \quad i_i = \frac{v_i}{Z_i}$$

tendremos

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{v_o Z_i}{v_i Z_o}$$

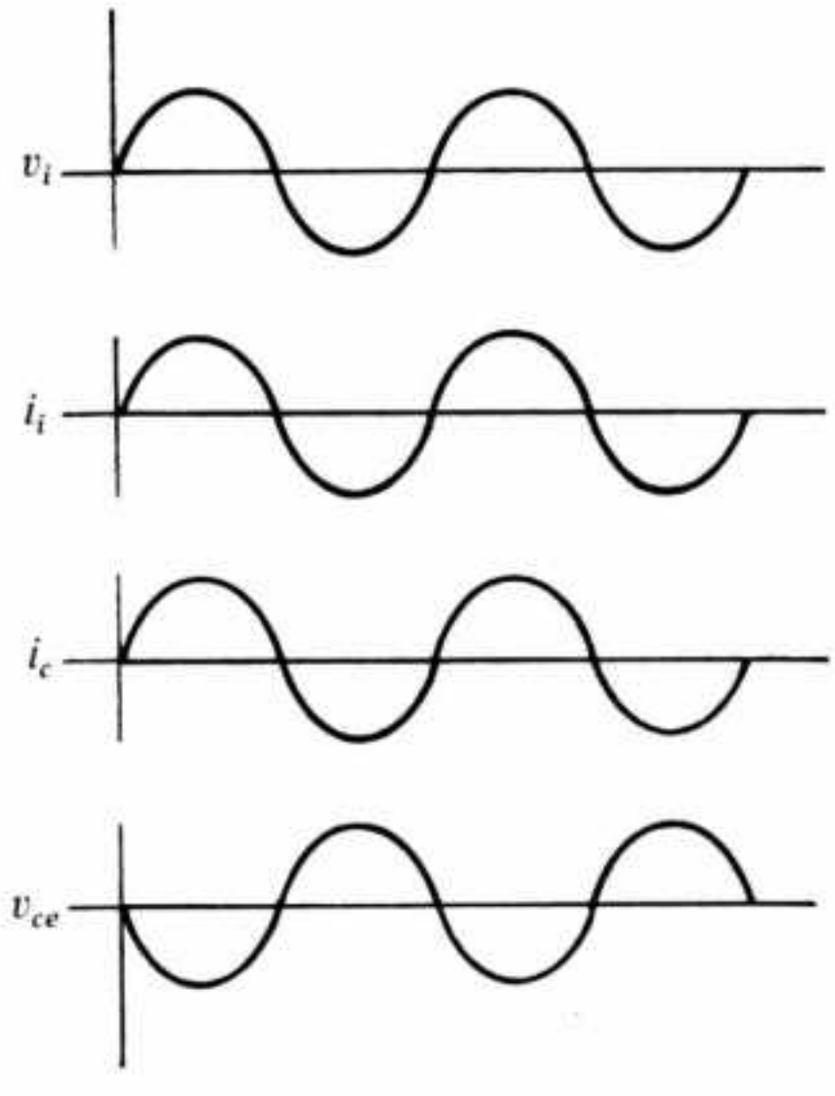
resultando nada disparatado si se tiene en cuenta lo siguiente: Para un mismo circuito, dos distintas resistencias de carga implican rectas de carga diferentes y, por tanto, ganancias de corriente distintas, siendo menores cuanto mayor sea R_C. Por otra parte, R_C también determina la corriente de emisor y, como es sabido, ésta influye sobre el valor de la impedancia de entrada.

El análisis de la Gráfica 9.2 también da idea de la ganancia de corriente, siendo válido el proceso seguido para la ganancia de tensión, pero observando, ahora, las modificaciones sufridas por I_C, que serán $i_c = i_o$.

Se tendrá una idea de la magnitud de dicha ganancia teniendo presente que, generalmente las variaciones de i_i vienen dadas en microamperios y las de i_c en miliamperios. Al igual que A_v suele ser de algunos cientos.

Relación de fase

Esta característica ha quedado vista en apartados anteriores, aun así la Gráfica 9.3 muestra cómo están relacionadas las tensiones y las corrientes en la configuración E.C.



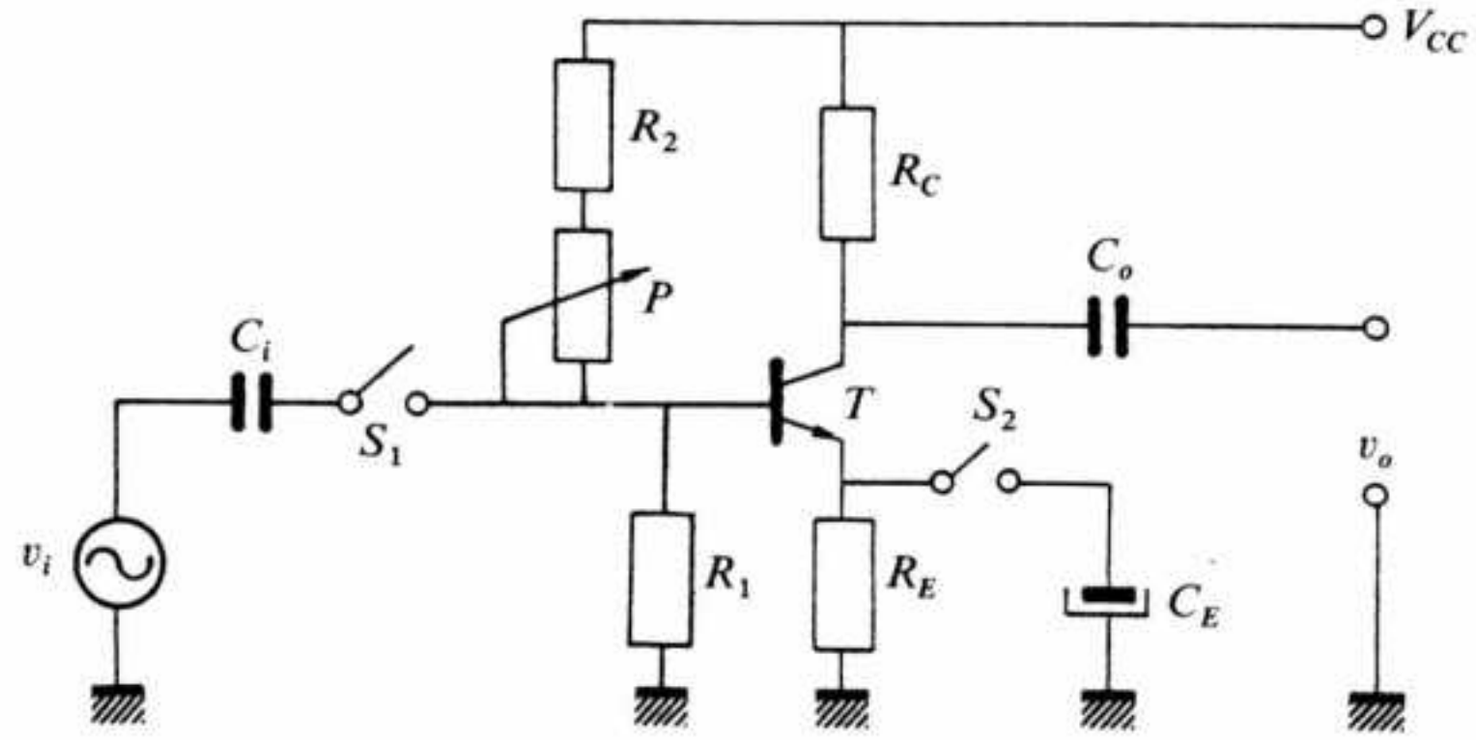
Gráfica 9.3. Relaciones de fase en la configuración E.C.

9.3. FUNCIONAMIENTO

La Figura 9.5 representa un amplificador E.C., sustancialmente igual al de la Figura 9.2, con la única diferencia de la inclusión de P.

La misión del potenciómetro P es poder fijar con facilidad el punto de reposo en cualquier lugar de la recta de carga. Es conveniente fijarlo en las proximidades del centro de la misma por razones que mas adelante veremos,

Hasta ahora hemos consideralo los *condensadores de acoplo* C_i y C_o como cortocircuitos, pero desde el punto de vista teórico esto no es cierto; ahora bien, a efectos prácticos se



$R_1 = R_2 = 5\text{ k }6\,\Omega$, 1/2 W
$R_C = 2\text{ k }2\,\Omega$, 1/2 W
$R_E = 220\,\Omega$, 1/2 W
$P = 100\text{ k}\Omega$
$C_i = 22\ \mu$F, 25 V
$C_E = 47\ \mu$F, 25 V
$C_o = 33\ \mu$F, 25 V
$T =$ BC107B
$V_{CC} = 20$ V
$v_i =$ generador senoidal de B.F.

Figura 9.5. Amplificador práctico en E.C. autopolarizado.

pueden considerar cortocircuitos si en el peor de los casos sus reactancias sólo representan el 10 por 100 de la impedancia del circuito al que afectan.

Lógicamente, las peores condiciones, en un dispositivo amplificador, para las reactancias capacitivas, serán las frecuencias más bajas a las que haya que trabajar dicho dispositivo.

En el circuito que nos ocupa C_i está en serie con Z_i, por tanto, se habrá de cumplir

$$X_{C_i} \leqslant 0{,}1 \cdot Z_i$$

de donde C_i, tomando la frecuencia menor (f mín), será

$$X_{C_i} = \frac{1}{2\pi f \text{ mín } C_i}$$

de donde

$$0{,}1 \cdot Z_i \geqslant \frac{1}{2\pi f \text{ mín } C_i} \quad \Rightarrow \quad C_i \geqslant \frac{1}{2\pi f \text{ mín } Z_i \cdot 0{,}1}$$

y, por fin,

$$C_i \geqslant \frac{10}{2\pi f \text{ mín } Z_i}$$

El mismo criterio seguiríamos para obtener el valor de C_o, que en este caso está en serie con Z_o, luego

$$C_o \geqslant \frac{10}{2\pi f \text{ mín } Z_o}$$

Para que de un circuito amplificador se pueda decir que es de «calidad» debe, además de ofrecer ganancias aceptables, presentar una señal de salida que sea un fiel reflejo de la presente a la entrada. Si la señal de entrada es de una amplitud pequeña, las oscilaciones del punto de trabajo provocadas por ésta serán pequeñas con lo que el comportamiento del transistor será el mismo para cualquiera de los valores que alcance v_i. Esta circunstancia podría ser la representada en la Gráfica 9.1*b*.

Esta condición es necesaria, pero no suficiente, ya que si se cumple que la señal de entrada es pequeña, pero el punto estático de trabajo se encuentra próximo a las regiones de corte o saturación, es muy probable que la salida no sea en todo momento de la misma forma que la entrada, por tanto el punto de reposo debe situarse lo más cerca posible del punto medio de la recta de carga.

Que estas dos condiciones se cumplan tiene una ventaja adicional muy importante, y es que el funcionamiento del circuito es prácticamente independiente del transistor utilizado, debido a que admite cambios relativamente grandes de las condiciones de trabajo sin modificar los resultados, porque, como se sabe, el transistor puede cambiar sus condiciones de trabajo debido a cambios de temperatura, entre otras causas, y, además, nadie garantiza que dos transistores de la misma serie y tipo tengan las mismas características, con lo que de no tener el circuito el margen de funcionamiento expuesto, se haría necesario un diseño particular para cada transistor.

■ Misión de C_E

C_E recibe el nombre de *condensador de desacoplo* de emisor. Hasta ahora lo hemos ignorado excepto para considerarlo como un cortocircuito, veamos cuál es su misión:

Si estudiamos el circuito sin C_E al aumentar (disminuir) i_b, aumenta (disminuye) i_e y, por tanto, lo hace la tensión en extremos de R_E. Como las variaciones de la corriente de emisor son h_{fe} veces mayores que las variaciones de i_b, la tensión de emisor provoca una reducción elevada de la tensión efectiva base-emisor v_{be}, con lo que la ganancia del amplificador se ve altamente reducida. Es importante ver claramente que esta reducción es producida por v_e, o sea, la componente alterna en la resistencia de emisor.

Conectando C_E en paralelo con R_E, esta componente encuentra un camino fácil a masa, con lo que la tensión en el emisor será prácticamente constante y de valor V_E, con lo que las variaciones de i_b no provocarán un cambio de la tensión en R_E y serán tomadas en su valor total como señal de entrada, viéndose amplificadas y provocando, por tanto, un aumento de la ganancia.

Según lo expuesto anteriormente el criterio a seguir ha de ser el mismo que para C_i y C_o, o sea

$$X_{C_E} = \frac{R_E}{10}$$

Ahora bien, cuando la frecuencia se eleva, X_{C_E} se hace muy pequeña con lo que el cortocircuito sobre R_E es total; de esta forma, la única resistencia efectiva en el circuito de emisor es la propia resistencia dinámica r_e; ya que su valor es altamente inestable, la

ganancia de tensión se verá seriamente afectada. Ante tal efecto es preferible reducir parte de la ganancia para conseguir una mayor estabilidad del circuito.

Generalmente esto se consigue derivando parcialmente R_E, dividiéndola en dos (Fig. 9.6).

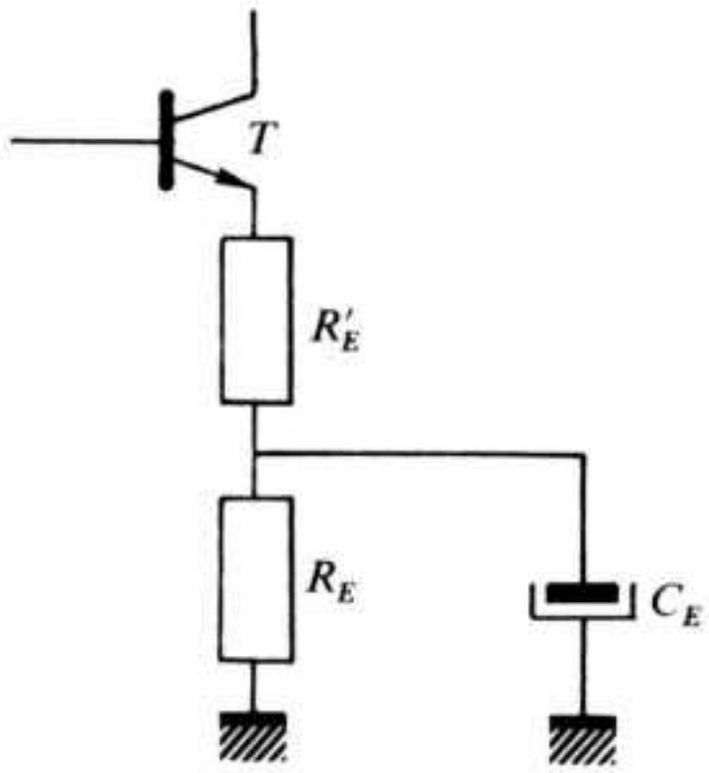


Figura 9.6. Resistencia de emisor parcialmente derivada.

R_E está desacoplada en alterna, mientras R'_E no lo está, con lo que la resistencia total de emisor a la corriente alterna será $r_e + R'_E$ consiguiendo un doble efecto:

- Dar mayor estabilidad al circuito disminuyendo la ganancia.
- Aumentar la impedancia de entrada a la base, porque se ha aumentado la resistencia del circuito de emisor en la c.a.

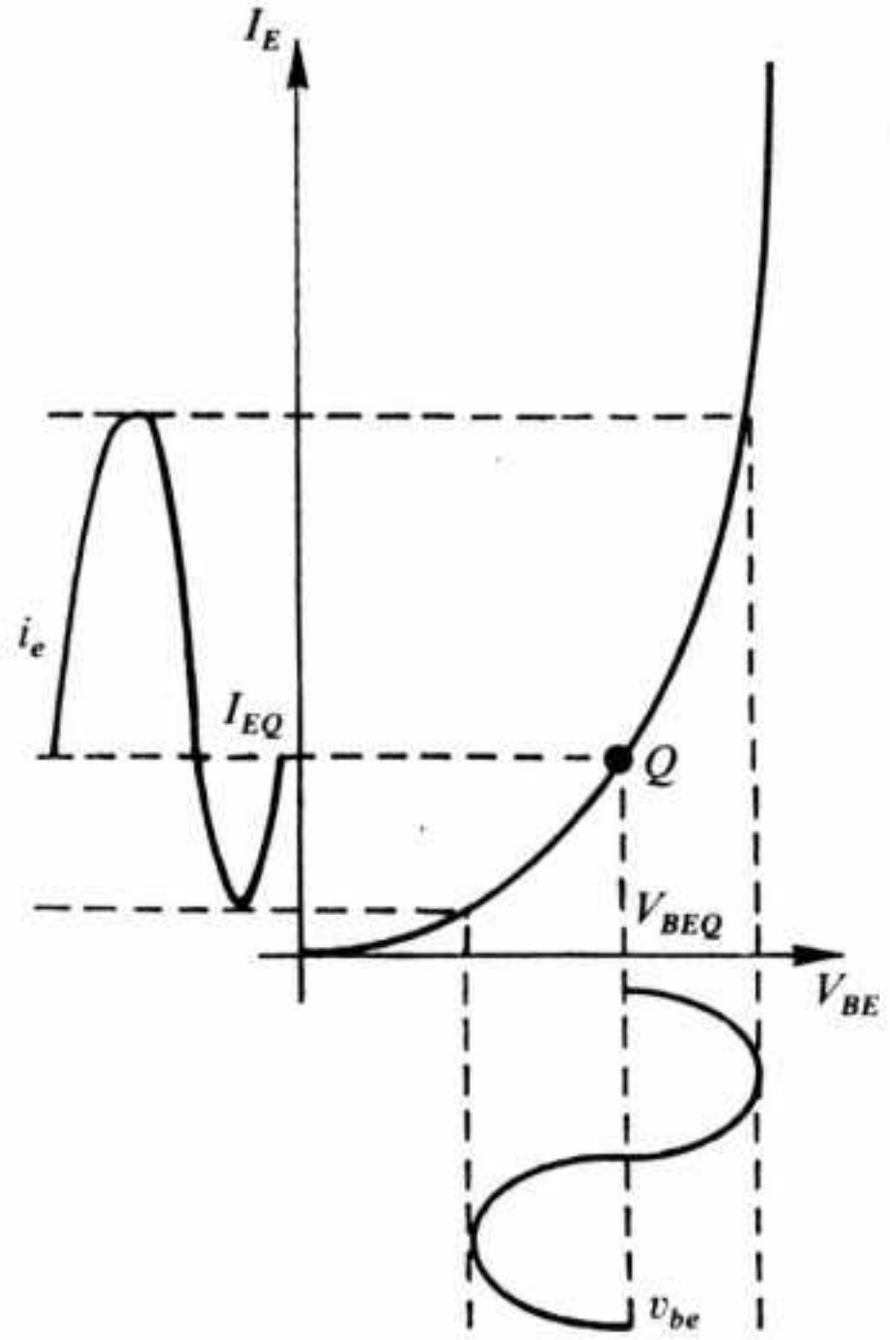
■ Distorsión

Si al circuito de la Figura 9.5 se le hace trabajar en un punto estático próximo al centro de la recta de carga y la señal de entrada v_i tiene una amplitud relativamente pequeña, es previsible que el circuito no presente una señal de salida distorsionada por las razones expuestas anteriormente. A pesar de ello, es conveniente conocer las posibles «fuentes» de la distorsión que pueda presentar un circuito amplificador E.C.

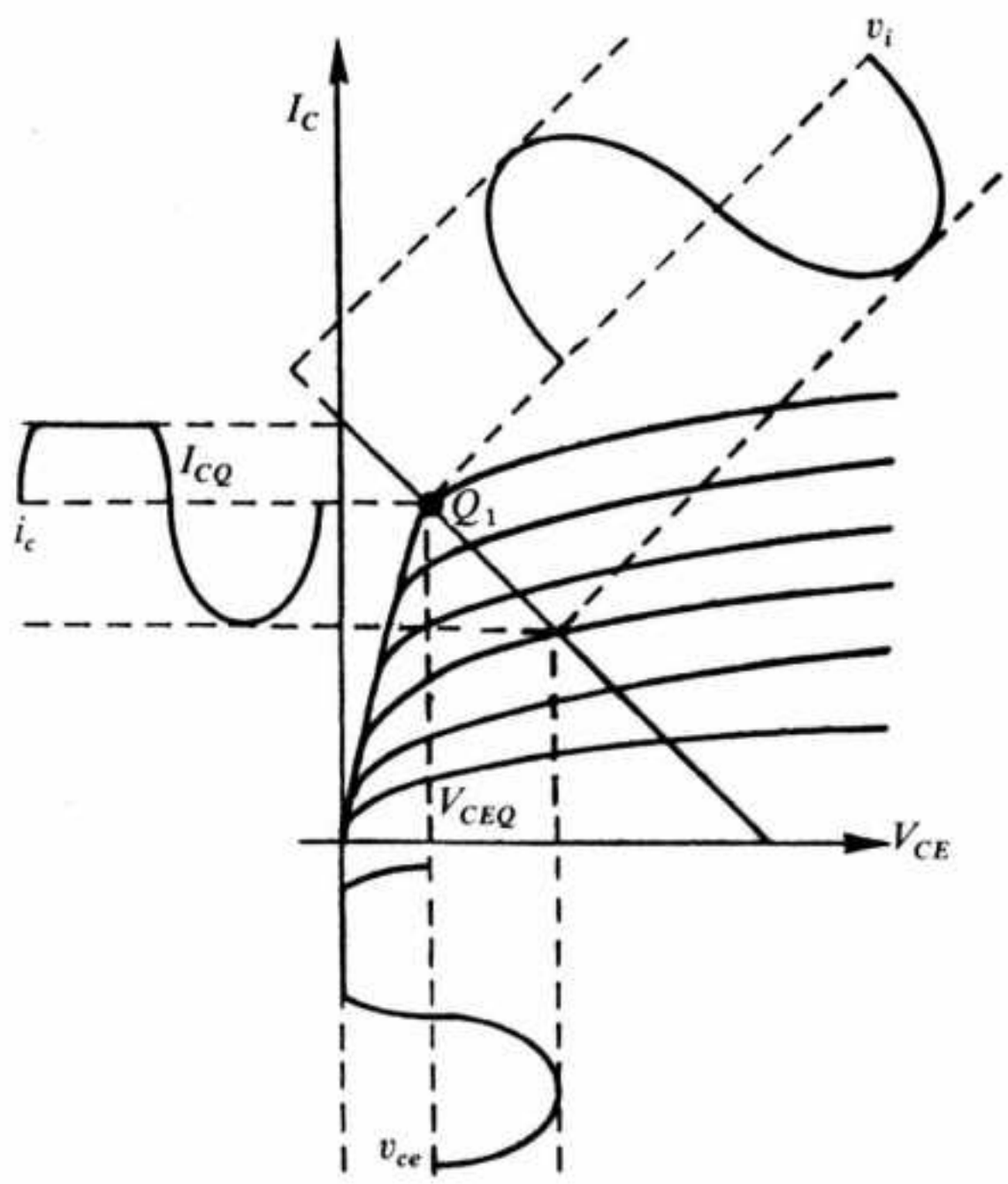
1. Distorsión de entrada

Esta es producida por el diodo emisor, y se debe a la no linealidad de su curva característica, Gráfica 9.1*a*.

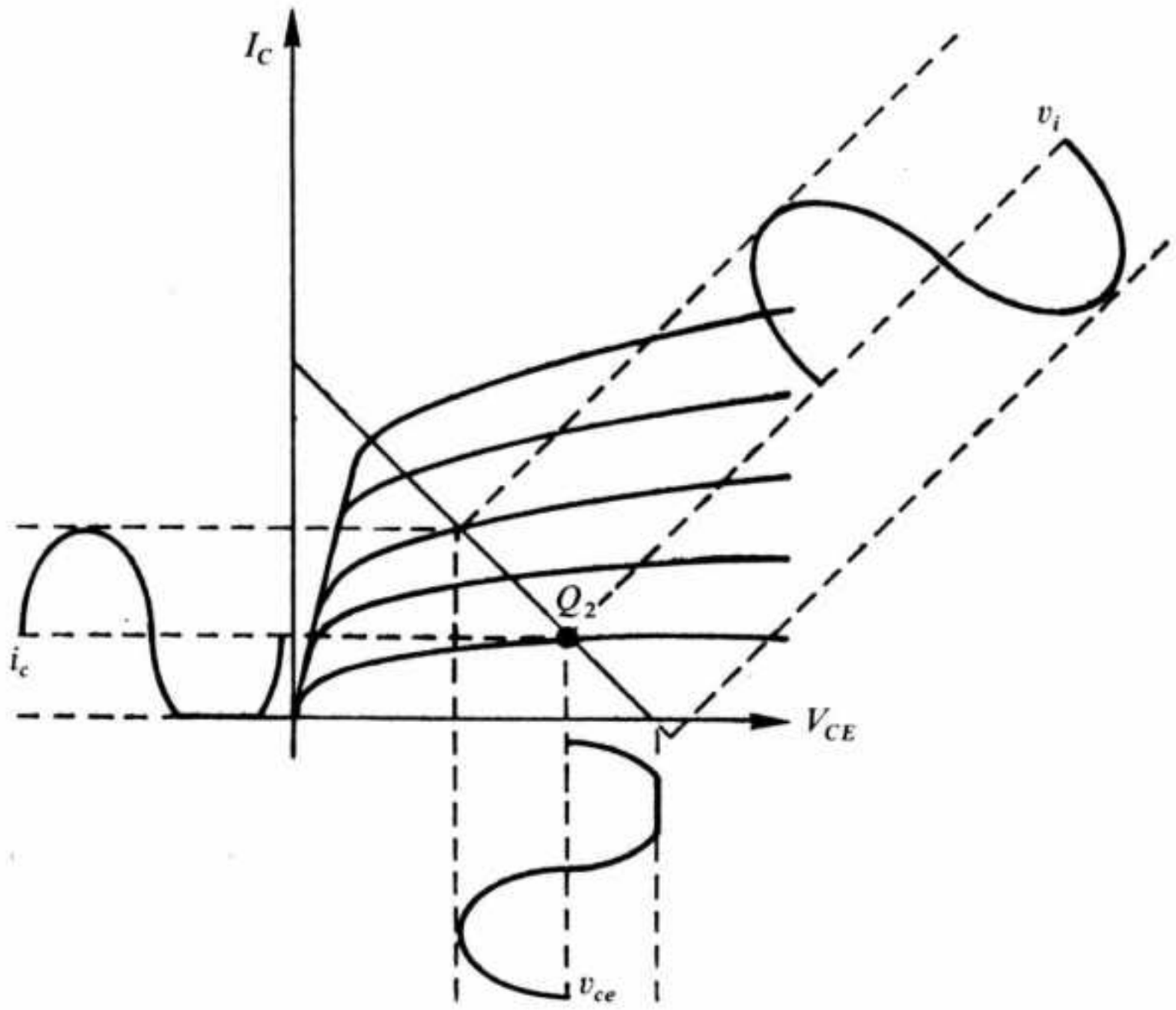
Si la amplitud de v_i es pequeña, el tramo de curva afectado es pequeño y, por tanto, ésta se puede tomar como una recta en ese intervalo; por el contrario, si v_i es elevada, la curvatura queda de manifiesto y entonces i_e no sigue las mismas variaciones que v_{be} (Gráfica 9.4*a*), con lo que la corriente de colector tampoco lo hará y la señal de salida no será una reproducción ampliada de la de entrada.



(a) Distorsión de entrada.



(b) Distorsión de salida por saturación.



(c) Distorsión de salida por corte.

Gráfica 9.4. Diferentes tipos de distorsión.

2. Distorsión de salida

La Gráfica 9.2 representa la salida en condiciones normales de funcionamiento, donde v_{ce} e i_c siguen fielmente las variaciones de v_{be}. Si por cualquier circunstancia el punto de reposo se desplaza hasta Q_1 (Gráfica 9.4*b*), los valores más elevados de v_i hacen que el transistor entre en la región de saturación, donde la corriente de colector ya no sigue las variaciones de la entrada y provoca un recorte de los valores máximos que debería alcanzar i_c, dando como resultado final una forma de onda, como la reflejada en dicha gráfica. De la misma forma v_{ce} se ve distorsionada y, por tanto, v_o.

Por el contrario, si el punto Q se sitúa en Q_2, con los valores más negativos de v_i el transistor entrará en corte, donde v_{ce} no puede aumentar más allá de V_{CC} e I_C se hace cero, dando como resultado las formas de onda representadas en la Gráfica 9.4*c*.

Cuando la señal de entrada es de una amplitud muy elevada, se llega a ambos tipos de distorsión (por corte y por saturación), ofreciendo la salida formas de onda recortadas por ambos extremos, aun en el caso de que el punto de trabajo esté situado en el centro de la recta.

Los tipos de distorsión explicados reciben el nombre común de distorsión no lineal de amplitud.

9.4. CONSIDERACIONES GENERALES

1. Para obtener señales de salida sin distorsión es buena la norma de que la corriente de colector i_c no presente variaciones superiores a un 15-20 por 100 del valor estático I_C.

2. Los amplificadores de B.F. suelen tener su principal aplicación en amplificación de señales de audiofrecuencia (A.F.), que es la gama comprendida entre 10 Hz y 20 kHz aproximadamente, siendo éste el margen de frecuencias audibles por el hombre. Es usual realizar las medidas y los cálculos a una frecuencia típica de 1 kHz; los fabricantes ofrecen la mayor parte de la información sobre transistores para esa aplicación a esta misma frecuencia.

3. No hemos hecho uso, de forma intencionada, de los parámetros híbridos (*h*) por si el lector no está familiarizado con ellos; de todas formas, los fabricantes ofrecen información detallada sobre los mismos, en forma de gráficas, pudiendo obtener sus valores concretos para cada condición específica de utilización.

4. La recta de carga tiene una influencia directa sobre las ganancias de tensión y de corriente del circuito. Obsérvese que una resistencia de colector de bajo valor implica una pendiente elevada de la recta y, por tanto, una mayor ganancia de corriente y una menor ganancia de tensión (consúltese el apartado donde se justifican ambas). Por el contrario, una resistencia de colector elevada ofrece resultados inversos a los expuestos.

Se invita al lector a comprobar estos resultados para distintos valores de R_C.

5. Todo lo expuesto en el presente apartado se podría considerar como el camino más corto para conocer el comportamiento de un amplificador E.C. En cualquier caso el mejor método para diseñar un buen circuito es seguir las pautas expuestas anteriormente y considerarlas como meras aproximaciones, y, a partir de ellas, obtener en el laboratorio, mediante pruebas sucesivas y las modificaciones necesarias, un circuito con un comportamiento aceptable aun en las condiciones, previsiblemente, más desfavorables en que haya de trabajar dicho circuito.

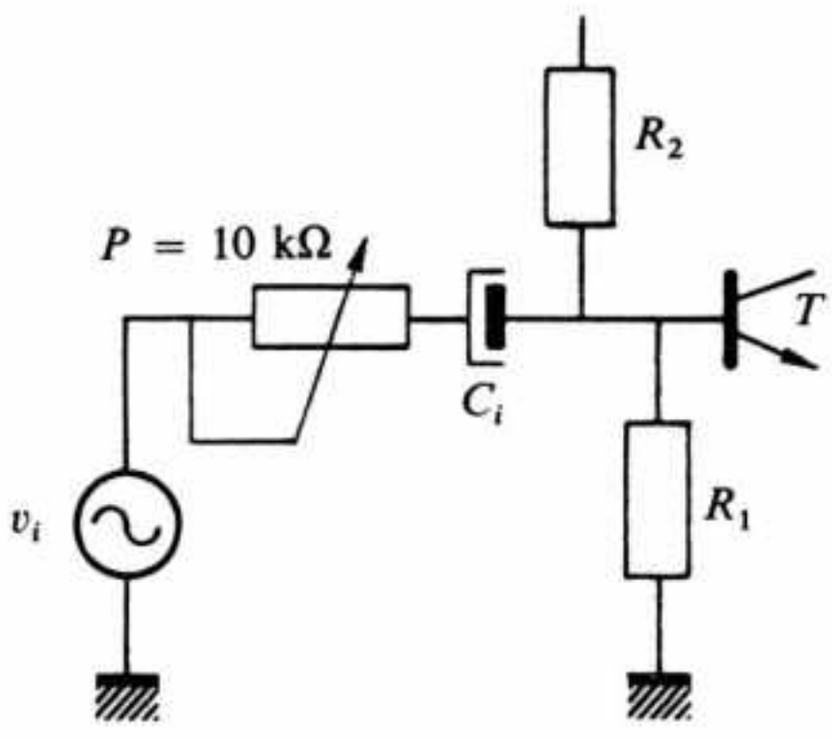
9.5. PROCESO OPERATIVO

1. Conectar el circuito de la Figura 9.5. Abrir S_1 y S_2.
2. Variar P hasta que $V_{CE} = 10$ V. Cerrar S_1 y aplicar a la entrada una v_i (senoidal) de 40 m V_{pp} y 1 kHz.
3. Conectar el osciloscopio para medir v_o. Calcular A_v y anotarla en la Tabla 9.1. Medir y observar la forma de onda en R_E. Dibujar las formas de onda de v_i, v_o y v_e.

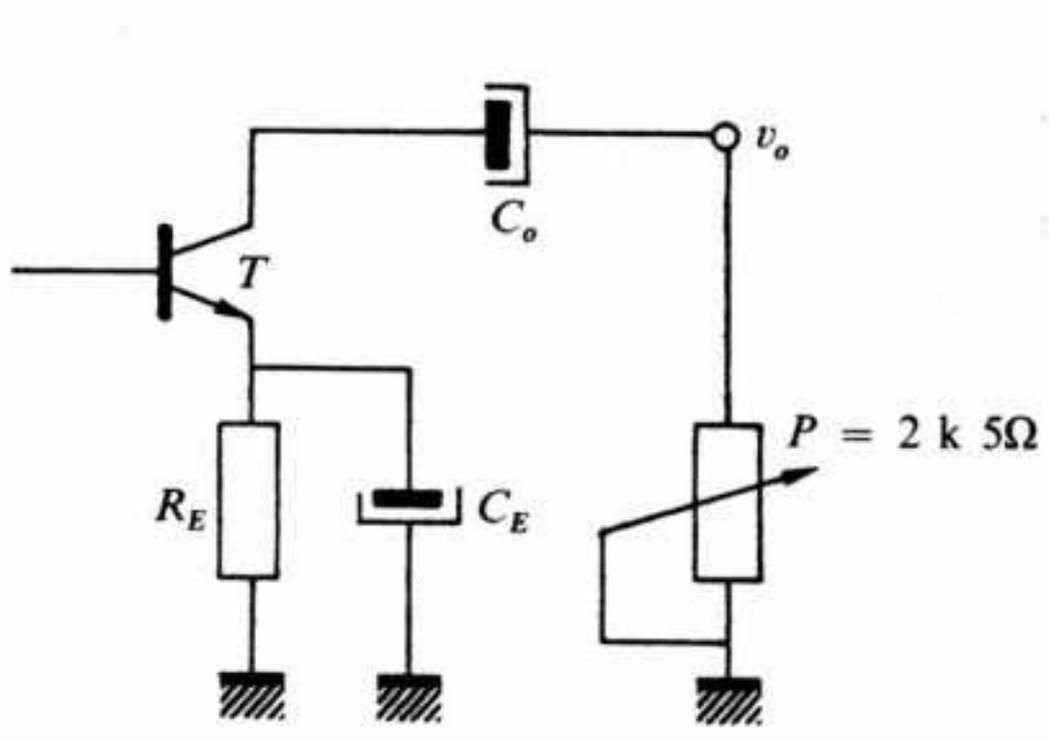
Tabla 9.1

Configuración E.C.					
Z_i	Z_o	A_v	A_i	A_p	Relación de fase

4. Cerrar S_2. Repetir el punto anterior y dibujar las formas de onda. Comparar los resultados.
5. Observar la relación de fase entre v_i y v_o, visualizando ambas simultáneamente. Anotar el desfase observado en la Tabla 9.1.
6. Conectar un potenciómetro en serie con la entrada, como indica la Figura 9.7*a*. Conectar un canal del osciloscopio para medir la salida del generador y otro a la entrada del circuito.
7. Variar el potenciómetro hasta que la tensión aplicada al circuito sea 1/2 de la entregada por el generador.
8. Levantar el potenciómetro y medir el valor ajustado de resistencia. Este valor será Z_i. Anotarlo en la Tabla 9.1. Reponer la conexión del generador.
9. Conectar un potenciómetro a la salida, como indica la Figura 9.7*b*. Conectar el osciloscopio en paralelo con el potenciómetro y variar éste hasta que la lectura de v_o sea 1/2 de la obtenida en el punto 4. Retirar el potenciómetro y medir la resistencia ajustada; este valor será Z_o. Anotarlo en la Tabla 9.1.



(a) Circuito para medir Z_i.



(b) Circuito para medir Z_o.

Figura 9.7.

10. Calcular A_i y A_p. Anotarlas en la Tabla 9.1.
11. Conectar de nuevo el osciloscopio a la salida. Aumentar lentamente la salida del generador hasta observar distorsión producida por el diodo emisor. Observar y dibujar la forma de onda de v_i y v_o.
12. Seguir aumentando la amplitud de v_i hasta observar ambos picos de v_o recortados. Dibujar de nuevo las formas de onda.
13. Ajustar v_i a su valor primitivo (40 m V_{pp}). Actuar sobre P hasta conseguir recortar el semiciclo negativo de v_o. Anotar la forma de onda. Retirar las conexiones del generador. Medir y anotar V_{CE}.
14. Repetir el apartado anterior y anotar los resultados.

CUESTIONES

1. ¿Por qué a la configuración estudiada se la llama de emisor común?
2. Razonar por qué se puede considerar el circuito como dos independientes, uno para c.c. y otro para c.a.
3. ¿Qué influencia tiene sobre el comportamiento del circuito, el que el emisor esté totalmente derivado?
4. ¿Por qué debe ser pequeña la señal de entrada?
5. Justificar los métodos empleados para medir Z_i y Z_o.

CONCLUSIONES

- Un circuito amplificador es aquél que es capaz de ofrecer en su salida la señal presente a su entrada, pero aumentada.
- Existen varias configuraciones en los circuitos de transistor, obteniendo su nombre del terminal común a la entrada y a la salida.
- La aplicación del teorema de la superposición permite analizar por separado el circuito para c.c. y para c.a.
- En la configuración E.C. se obtienen elevadas ganancias de tensión y de corriente, haciéndolo el circuito ideal para amplificación de pequeñas señales (algunos mV).
- Las impedancias de entrada y de salida en esta configuración ofrecen valores medios y son casi independientes de las características del transistor, estando mucho más determinadas por el circuito exterior.
- Es conveniente que el punto de reposo esté situado en las proximidades del centro de la recta de carga y que la ganancia no sea excesivamente alta para dar estabilidad al circuito y evitar distorsiones respectivamente.

INFORMACION ADICIONAL

Tabla 9.2. Transistor BC107B

Material	Tipo	Cápsula	V_{CEO}	V_{EBO}	I_C	I_{CM}	P_{tot}	H_{FE}	h_{fe}	$V_{CE(sat)}$
Silicio	*NPN*	TO-18	45 V máx	6 V máx	100 mA máx	200 mA máx	300 mW máx	200-400	240-500	250 mV máx

PRACTICA 10

Configuraciones B.C. y C.C.

10.1. INTRODUCCION

Una vez que se tiene una idea de amplificación y de las características principales que definen un circuito amplificador, podemos estudiar otras configuraciones del transistor. De esta forma se pueden comprender mejor las diferencias entre las configuraciones y entender por qué y cuándo se emplea cada una de ellas.

10.2. DESCRIPCION BASICA

Como el transistor tiene tres terminales, se pueden obtener tres configuraciones distintas, según lo expuesto en la Práctica 9.

Una de ellas ya la conocemos: la de emisor común; cada una de las otras dos será:

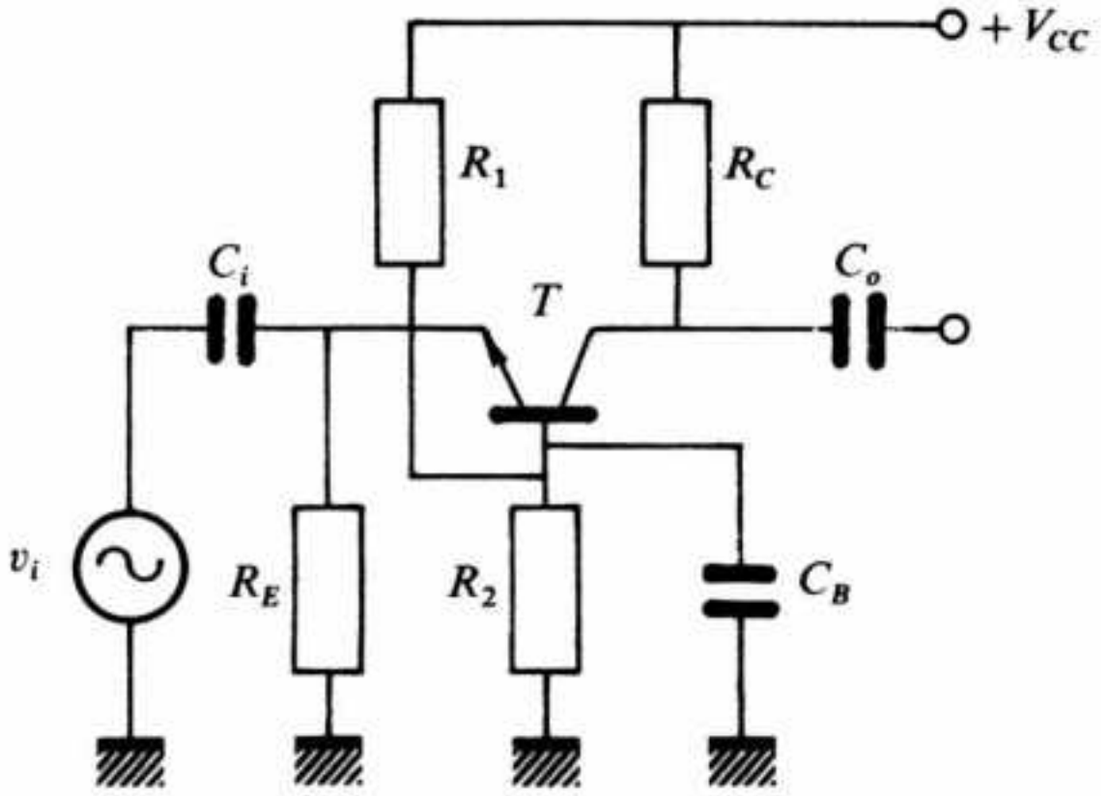
- **Base común:** Cuando la base es el terminal común a la entrada y a la salida, aplicando la entrada entre emisor y base y obteniendo la salida entre colector y base.
- **Colector común:** Cuando el terminal común a la entrada y a la salida es el colector, la salida se toma del terminal de emisor y la entrada se aplica al de base. Estudiemos cada una de ellas.

10.2.1. Configuración base común

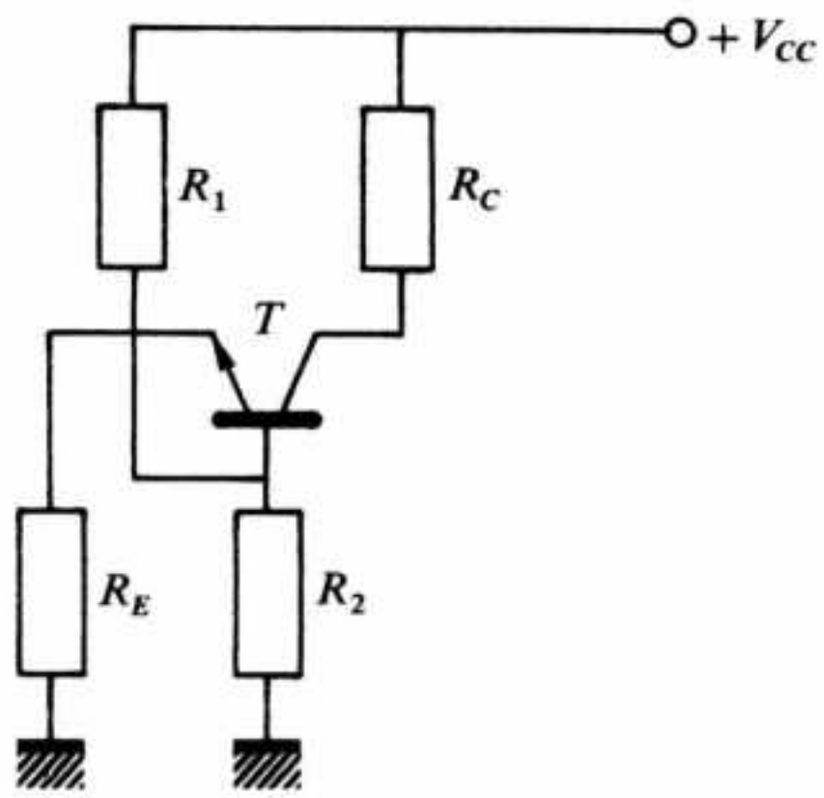
La Figura 10.1*a* muestra un amplificador en B.C. con polarización por divisor de tensión; obsérvese el circuito equivalente por c.c. (Fig. 10.1*b*).

El punto de trabajo se fija de la forma ya conocida por lo que el modelo de c.c. no requiere estudio adicional.

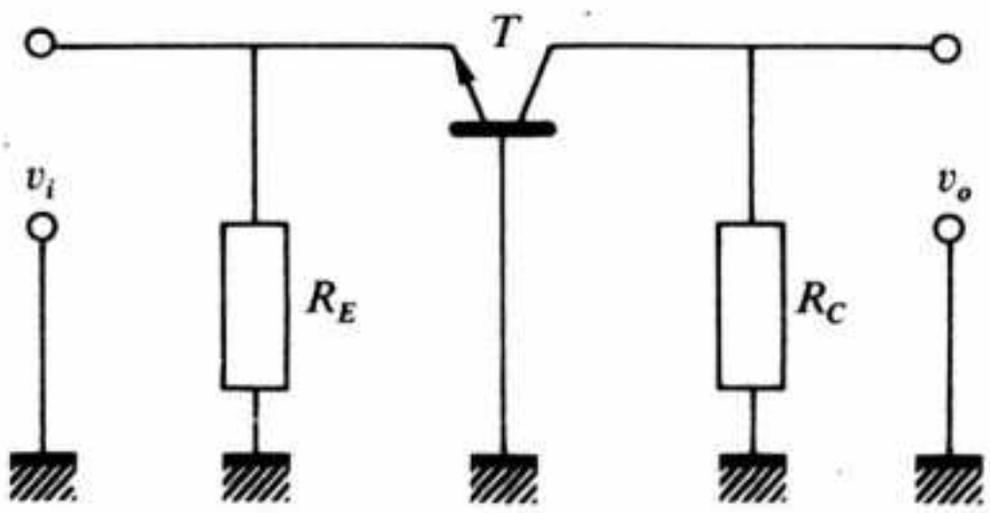
El modelo de c.a. (Fig. 10.1*c*) sí ofrece aspectos más interesantes.



(a) Amplificador en base común.



(b) Circuito equivalente para c.a.



(c) Circuito equivalente para c.a.

Figura 10.1. Amplificador B.C. y circuitos equivalentes.

■ Impedancia de entrada

La señal de entrada v_i se aplica a R_E en paralelo con el transistor. Fijándonos en el transistor, vemos que éste absorbe una corriente i_e, y v_i está aplicada directamente entre emisor y base; de esta forma, la impedancia de entrada del transistor es

$$Z_{iT} = \frac{v_{eb}}{i_e}$$

recuérdese que ésta es la expresión mediante la cual obteníamos la resistencia de emisor a la c.a. r_e y que era de un valor muy bajo. Sabido esto, la impedancia de entrada al circuito será

$$Z_i = R_E \| r_e$$

y como $R_E \gg r_e$, podemos decir que

$$Z_i = r_e$$

Deduciendo de ello que esta configuración presenta una impedancia de entrada muy baja.

Esta característica se convierte en un inconveniente cuando se trata de aplicar esta configuración en B.F., ya que la mayoría de las fuentes de señal utilizadas presentan una impedancia interna mucho mayor, haciendo que dicha impedancia absorba la mayor parte de la señal. Por esta razón, este circuito no lo llevaremos a la práctica.

■ Impedancia de salida

Volviendo al circuito equivalente de c.a., observando la malla de salida, vemos que está compuesta por R_C en paralelo con el circuito de colector del transistor, obsérvese que es sustancialmente igual a la de la configuración E.C. Ya que la impedancia interna del transistor es muy elevada, como se vio en la práctica anterior, se puede considerar que

$$Z_{oT} \| R_C = R_C$$

por lo que

$$Z_0 = R_C$$

resultado igual que el obtenido en la configuración E.C.

■ Ganancia de tensión

La tensión de entrada viene dada por

$$v_i = i_e \cdot r_e$$

y la de salida por

$$v_o = i_c \cdot R_C$$

Tomando, como ya es habitual $i_e = i_c$, tendremos que

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{i_e R_C}{i_e r_e} = \frac{R_C}{r_e}$$

resultado también obtenido en la configuración de emisor común con emisor totalmente desacoplado. Nótese que no aparece el signo «−» ya que no hay desfase entre la salida y la entrada.

■ Ganancia de corriente

La corriente de entrada es i_e y la de salida i_c. A efectos prácticos

$$i_c = i_e, \quad \text{luego,} \quad A_i = 1$$

Siendo rigurosos $A_i < 1$, aunque muy próxima a este valor, ya que $i_c < i_e$.

■ Relación de fase

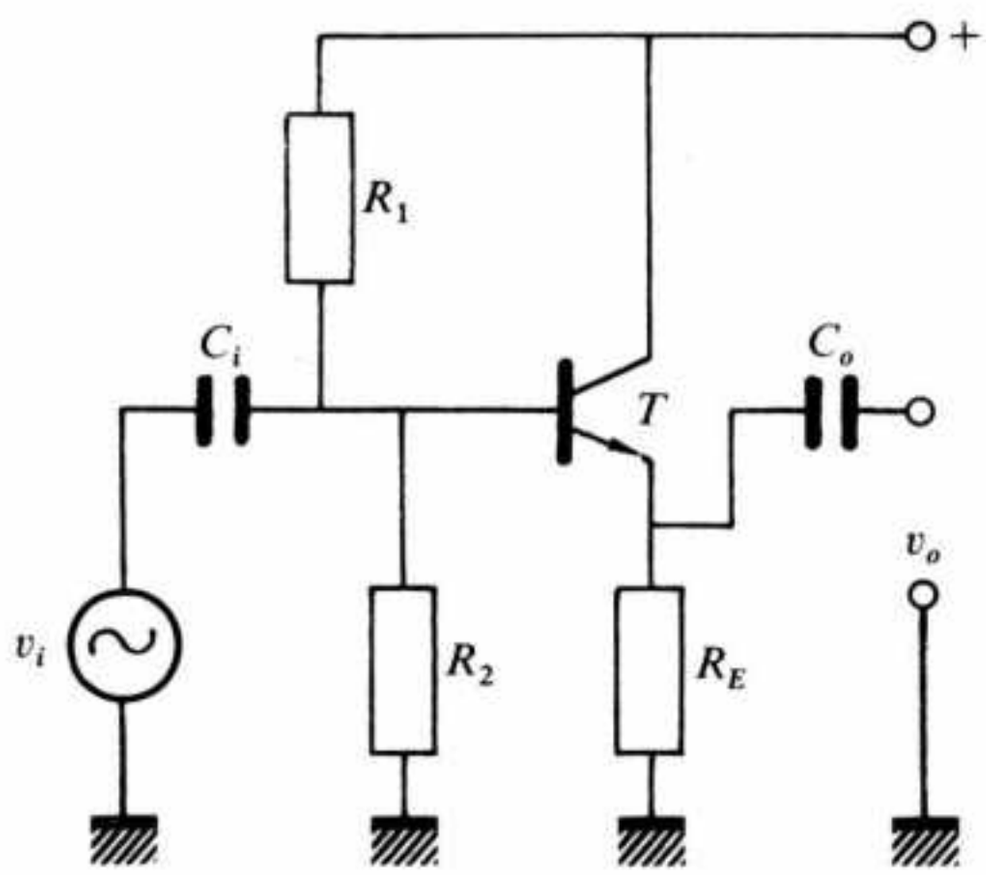
Se ha dicho que ambas señales estaban en fase, esto es así por la sencilla razón de que si i_e aumenta, es porque lo ha hecho v_i, y al aumentar i_e lo hace también i_c y, por tanto, la caída de tensión en R_C, que es v_o. Si v_i disminuye, el proceso se repite llegando a una disminución de v_o. Por lo expuesto se observa que ambas señales están en fase.

10.2.2. Configuración colector común (C.C.)

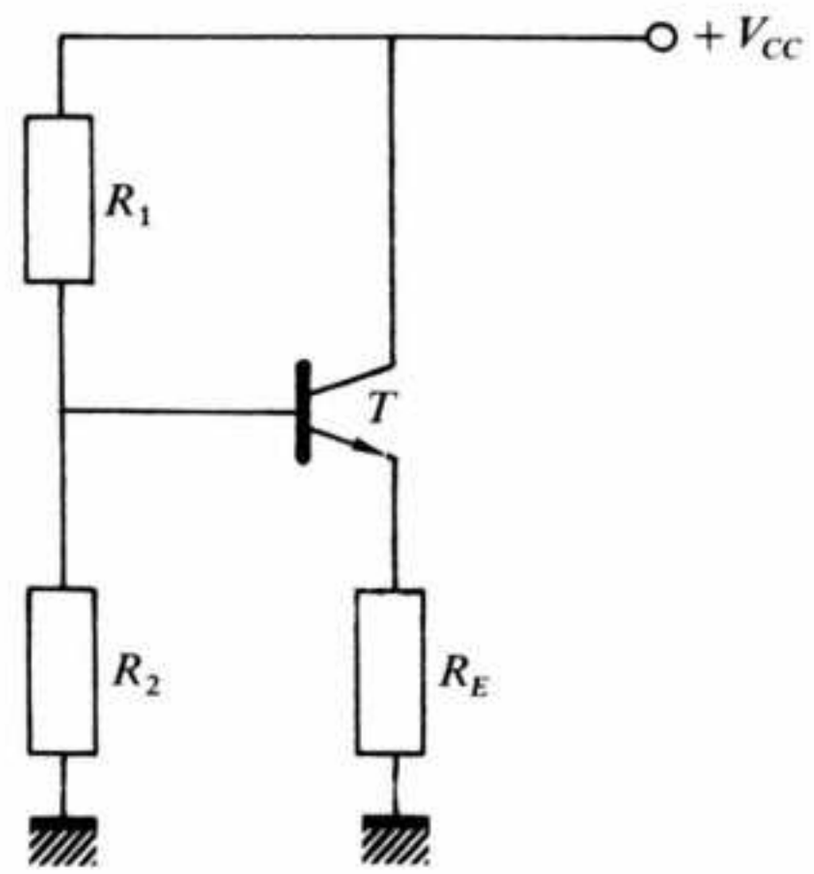
En esta disposición la entrada se aplica entre base y colector y la salida se toma entre emisor y colector. La Figura 10.2*a* muestra dicha disposición.

Este circuito también recibe el nombre de *seguidor de emisor*, debido a que la tensión en el emisor sigue las variaciones de la tensión en la base.

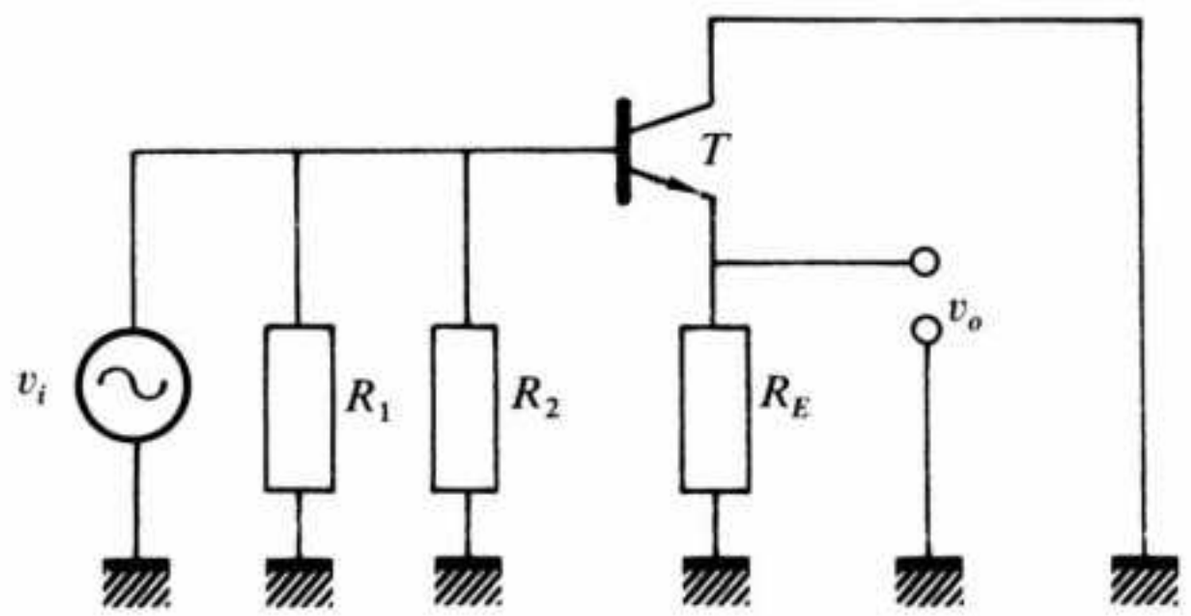
El circuito equivalente de corriente continua es el de la Figura 10.2*b*. Se puede observar que es idéntico al de E.C. con la resistencia de colector suprimida, y por tanto la



(a) Amplificador en colector común.



(b) Circuito equivalente de c.c.



(c) Circuito equivalente de c.a.

Figura 10.2. Amplificador en colector común y circuitos equivalentes.

resistencia de carga es la de emisor R_E. Sólo se hace necesario añadir que para fijar los valores de R_1 y R_2 hay que tener en cuenta que la tensión de emisor V_E, en reposo, será

$$V_E = V_{CC} - V_{CE}$$

con lo que la tensión de base será

$$V_B \simeq V_{CC} - V_{CE} + 0{,}7$$

Teniendo esto presente, calcular los valores de R_1 y R_2 para conseguir un punto de trabajo determinado no debe ofrecer ninguna dificultad.

La Figura 10.2*c* representa el modelo resultante para c.a., del que nos serviremos para estudiar las características de esta configuración.

■ Impedancia de entrada

En dicho circuito se observa que la tensión de entrada se aplica a $R_1 \| R_2$ a su vez en paralelo con el circuito base-emisor. Una vez más deberemos analizar la impedancia que presenta el transistor a dicha señal.

Como ahora R_E no esta desacoplada, la resistencia efectiva de emisor será

$$r_e + R_E$$

Recuérdese que en el circuito de emisor común con R_E totalmente desacoplada era solamente r_e, debido a la acción de C_E.

Al absorber el transistor solamente i_b del generador, éste ve una impedancia del transistor

$$Z_{i(T)} = (r_e + R_E)h_{fe}$$

Como h_{fe} es elevada y R_E también lo es, la impedancia de entrada al transistor $Z_{i(T)}$ viene determinada, casi exclusivamente, por el producto $R_E \cdot h_{fe}$, ya que $R_E \gg r_e$, y ofrece valores de varias centenas de millar de ohmios.

Como normalmente $R_1 \| R_2 \ll R_E \cdot h_{fe}$, la impedancia de entrada al circuito es

$$Z_i = R_1 \| R_2 \| (R_E + r_e)h_{fe}$$

que se suele tomar como

$$Z_i = R_1 \| R_2$$

■ Impedancia de salida

Por razones que más adelante se verán, la señal de entrada aplicada a circuitos con esta configuración suele provenir de una fuente que presenta una impedancia interna elevada.

De esta forma la señal aplicada al transistor no es v_i sino una parte de ella: v_b, cayendo la otra en la impedancia interna del generador R_g (Fig. 10.3*a*).

Aplicando el teorema de Thévenin (se supone conocido por el lector) a este circuito, encontramos una resistencia de Thévenin

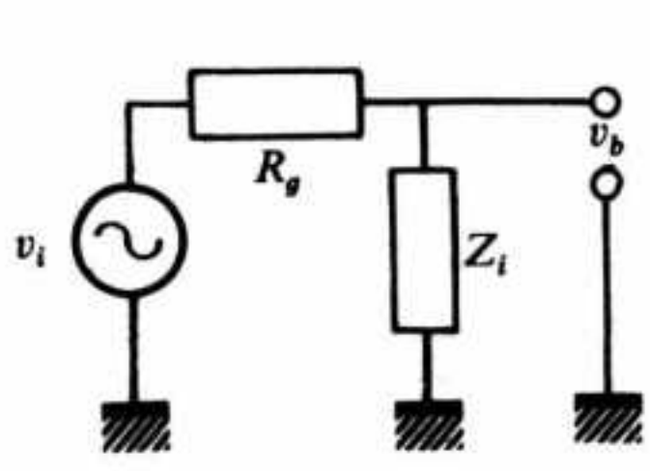
$$R_{TH} = Z_i \| R_g$$

y una tensión

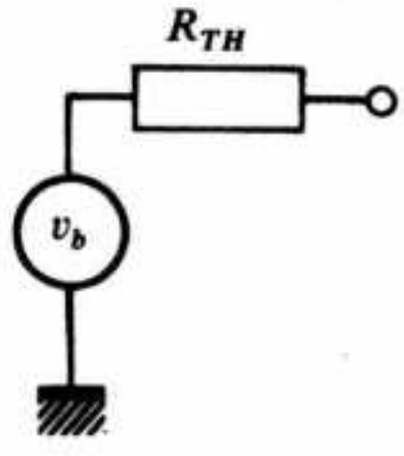
$$v_{TH} = v_b$$

obteniendo el circuito de la Figura 10.3*b*.

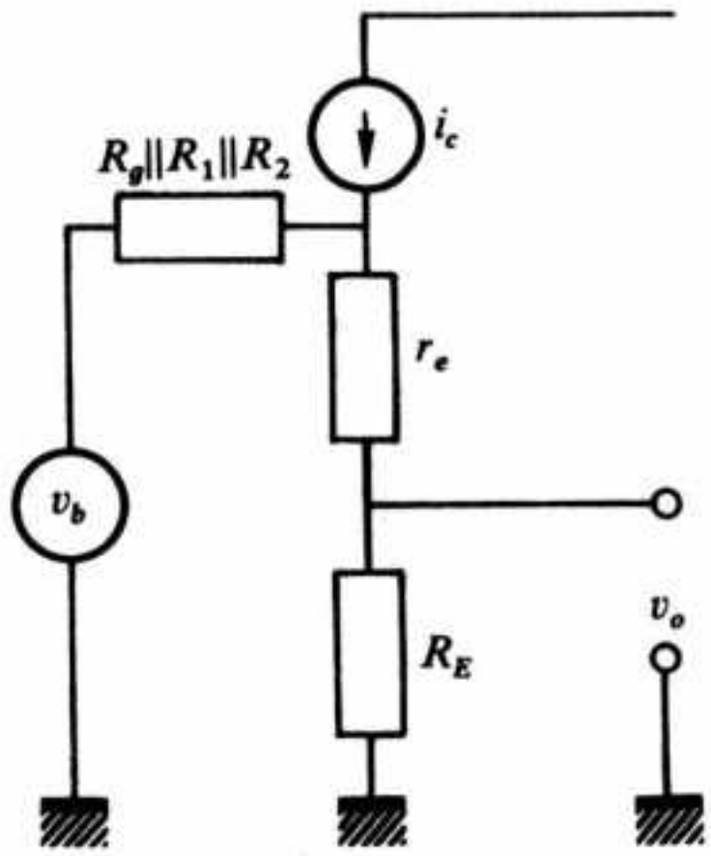
Por otra parte, el transistor puede ser sustituido por una fuente de corriente i_c en serie con una resistencia r_e, con lo que se obtiene el circuito de la Figura 10.3*c*.



(a) Efecto de la impedancia interna de v_i.



(b) Equivalente Thévenin de la Figura *a*.



(c) Circuito equivalente al modelo de c.a.

Figura 10.3. Circuitos equivalentes para c.a.

Desde el punto de vista de v_o, R_E está en paralelo con la impedancia de salida del transistor que es

$$Z_{o(T)} = \frac{R_g \| R_1 \| R_2}{h_{fe}} + r_e$$

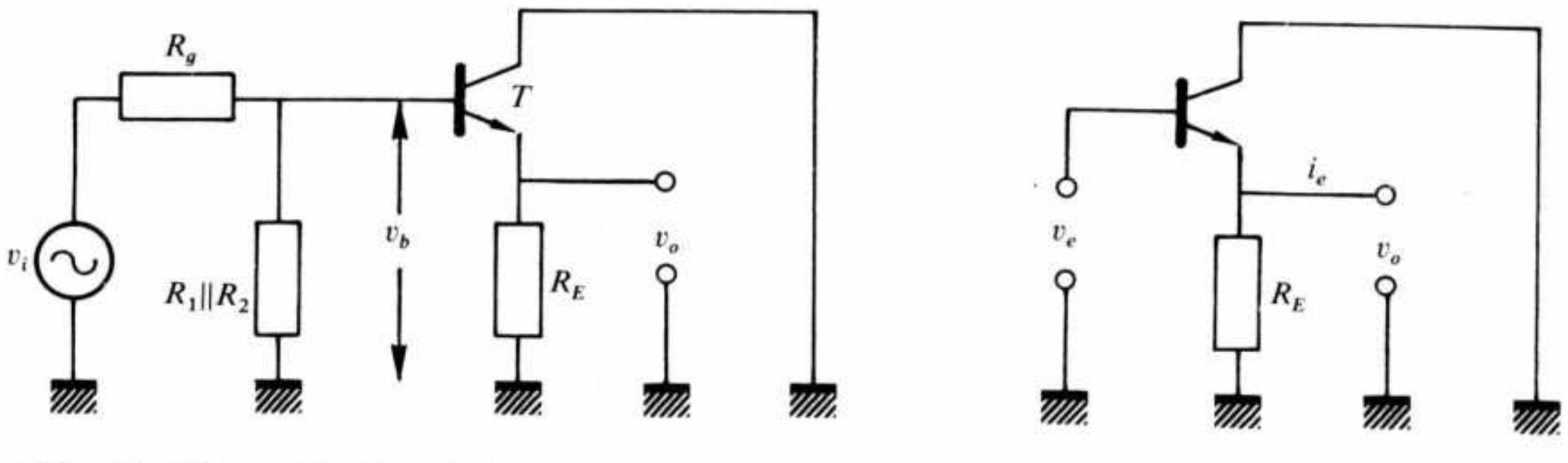
Obsérvese la influencia de h_{fe} sobre la resistencia equivalente asociada al circuito de base apreciándola desde la salida, y finalmente

$$Z_o = Z_{o(T)} \| R_E$$

Como R_E suele ser elevada frente a $Z_{o(T)}$ la impedancia de salida de esta configuración es aproximadamente la interna del propio transistor y de bajo valor, algunas decenas de ohmios.

■ Ganancia de tensión

Si consideramos v_b como la tensión efectiva aplicada al circuito (Fig. 10.4*a*) nos queda de forma simplificada el circuito de la Figura 10.4*b*.



(a) Circuito equivalente de c.a. para un generador de v_i real.

(b) Circuito simplificado.

Figura 10.4. Señales de entrada y salida en un seguidor de emisor.

Como la resistencia que presenta el transistor a v_b es la dinámica del diodo emisor, esto es, r_e, tendremos

$$v_b = (R_E + r_e) i_e \quad ; \quad v_b = v_i \text{ efectiva}$$

y

$$v_o = R_E i_e$$

de donde

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_E i_e}{(R_E + r_e) i_e} = \frac{R_E}{R_E + r_e}$$

lo que representa que $A_v < 1$, ahora bien como $R_E \gg r_e$ se puede considerar

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_E}{R_E} = 1$$

■ Ganancia de corriente

Desde el punto de vista del transistor, la ganancia de corriente debe ser elevada, ya que la entrada viene dada por i_b y la salida obtenida es i_e; de esta forma

$$A_{i(T)} = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_e}{i_b}$$

y como $i_c \simeq i_e$

$$A_{i(T)} \simeq h_{fe}$$

La ganancia de corriente del circuito será ligeramente menor debido a la corriente que absorbe $R_1 \| R_2$, y será

$$A = \frac{i_o}{i_i} = \frac{v_o/Z_o}{v_i/Z_i}$$

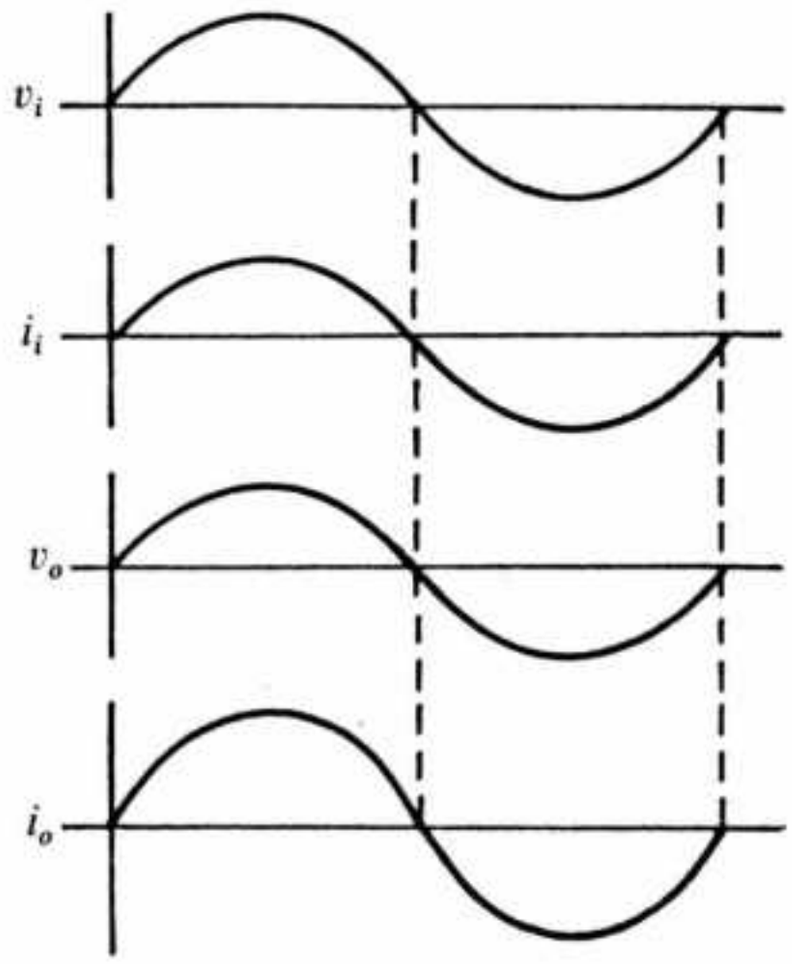
al ser $v_o \simeq v_i$, obtenemos $A_i \simeq \frac{Z_i}{Z_o}$.

Debido a que $Z_i \gg Z_o$ se obtiene una ganancia de corriente elevada y de valores parecidos a los obtenidos en la configuración E.C.

■ Relación de fase

Del propio nombre: *seguidor de emisor*, se desprende que la salida está en fase con la entrada.

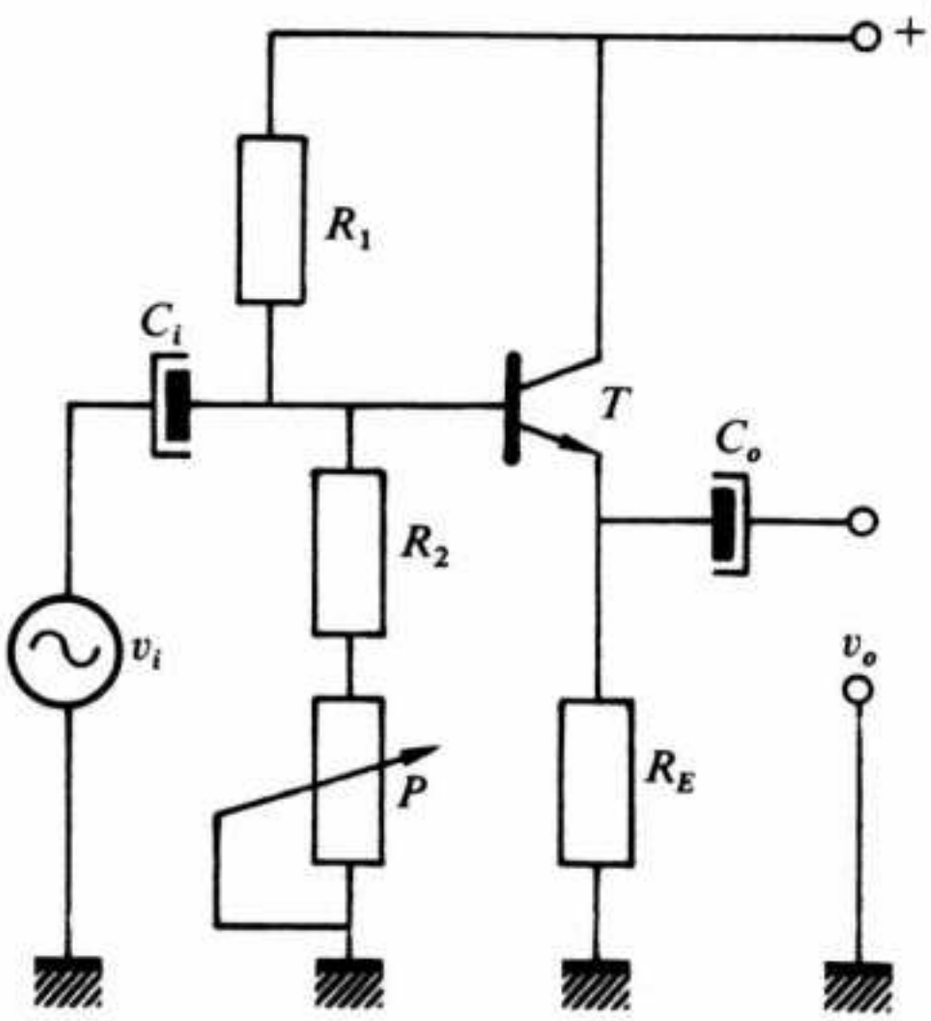
Al aumentar v_i aumenta la polarización efectiva de base y, por tanto, aumenta i_e, que provoca un aumento de la caída de tensión en R_E. Por el contrario, si v_i disminuye también lo hace i_e y, por tanto, v_{R_E}, que es v_o, con lo que las variaciones de la salida siguen el mismo sentido de variación que v_i. La Gráfica 10.1 muestra dicha relación.



Gráfica 10.1. Relaciones de fase en la configuración C.C.

10.3. FUNCIONAMIENTO

Un amplificador C.C. real puede ser el representado en la Figura 10.5. En él la misión de C_i y C_o es la ya conocida de acoplar solamente la componente alterna de v_i y v_o, respectivamente.



$R_1 = R_2 = 10\ k\Omega,\ 1/2\ W$
$R_E = 2\ k\ 2\Omega,\ 1/2\ W$
$P = 50\ k\Omega$
$C_i = 22\ \mu F,\ 25\ V$
$C_o = 47\ \mu F,\ 25\ V$
$T =$ BC107B
$V_{CC} = 20\ V$
$v_i =$ generador senoidal de B.F.

Figura 10.5. Amplificador experimental en colector común.

El potenciómetro P facilita la elección de un punto de trabajo estático dado. Una vez más, este punto se debe elegir en las proximidades del centro de la recta de carga, esto es, cuando $V_{CE} = V_{CC}/2$. En estas condiciones se obtiene el mayor rendimiento del circuito, ya que, por una parte, si la señal de entrada es reducida, el transistor trabaja en la zona más lineal de la característica, donde la respuesta está ausente de distorsión, y, por otra, la amplitud de v_i puede ser elevada debido a que $A_v = 1$ y la tensión de v_{ce} puede alcanzar valores de pico a pico próximos a V_{CC} sin distorsión considerable, por lo cual v_o también alcanza dichas amplitudes, pero desfasadas 180° respecto de v_{ce}; nótese que $v_{ce} + v_o = V_{CC}$ en todo momento.

Las variaciones de i_c y, por tanto, de i_e respecto de i_b serán elevadas, ya que la corriente absorbida por la base es pequeña, debido a la alta impedancia de entrada. Sin embargo, i_e es elevada debido, a su vez, a la baja impedancia de salida, ocurriendo ambas circunstancias para tensiones prácticamente iguales, $v_i = v_o$.

■ Distorsión

Esta disposición ofrece una gran ventaja: la baja distorsión que presenta. La distorsión de entrada, queda prácticamente eliminada al no estar desacoplada en alterna la resistencia de emisor, ya que la resistencia a la corriente alterna en el circuito de emisor es $R_E + r_e$, y no r_e, solamente, como ocurría en la configuración E.C., esto hace que desaparezcan los efectos de la variabilidad de r_e, y la curvatura de la característica del diodo deja de presentar sus efectos de distorsión, ya que, al ser $R_E \gg r_e$, casi toda la tensión de entrada se manifiesta en R_E.

Por tanto, en esta disposición la distorsión a efectos prácticos se haría presente sólo en el caso de que v_i presentara una amplitud exagerada capaz de sacar al transistor de la zona lineal, tanto por la región de corte como por la de saturación.

10.4. CONSIDERACIONES GENERALES

1. La principal aplicación de esta configuración es la de adaptar impedancias, ya que la mejor transferencia de señal entre dos etapas de un circuito se consigue cuando sus impedancias están bien equilibradas. Veamos un ejemplo:

Supongamos que empleamos como amplificador un circuito en configuración E.C., que sabemos ofrece ganancias elevadas tanto de tensión como de corriente, y con su salida queremos alimentar una carga de baja impedancia, por ejemplo un altavoz (4-16 Ω). Si conectáramos directamente el altavoz a la salida de la etapa amplificadora, al ser mucho mayor la impedancia de salida de la etapa, recuérdese $Z_o = R_C$, casi toda la tensión de salida quedaría absorbida por la propia impedancia, con lo que la transferencia de señal hacia el altavoz sería mínima.

Si, por el contrario, intercalamos entre la etapa amplificadora y el altavoz un adaptador de impedancias, éste debe conseguir dos cosas:

a) Presentar una alta impedancia frente a la salida de la etapa anterior para reducir los efectos de su impedancia de salida.
b) Ofrecer una baja impedancia de salida para que la mayor parte de la señal de salida se acople al altavoz.

Ya se ha visto que esta misión la cumple perfectamente una configuración C.C., donde su impedancia de salida es de magnitud próxima a la del altavoz, con lo que la transferencia de energía será elevada. Nótese ahora por qué era importante considerar la impedancia de salida de v_i.

2. De nuevo hacemos referencia a los parámetros híbridos. Igual que en la configuración E.C., se pueden utilizar los parámetros *h* correspondientes a esta configuración para analizar sus características.

Ahora bien, los fabricantes de transistores solamente ofrecen información detallada de dichos parámetros para la configuración E.C., probablemente por ser la más utilizada. En tal caso se hace necesario utilizar las fórmulas de conversión que relacionan los parámetros de ambas configuraciones.

3. Una vez más se insiste en que la mejor herramienta de diseño es el laboratorio, probando y «refinando» el circuito hasta obtener resultados satisfactorios para todas las condiciones previsibles de funcionamiento.

10.5. PROCESO OPERATIVO

1. Conectar el circuito de la Fitgura 10.5. Conectar un voltímetro entre emisor y colector y variar *P* hasta obtener una lectura $V_{CE} = 10$ V.
2. Aplicar mediante el generador de baja frecuencia (G.B.F.) una $v_i = 100$ mV y 1 kHz.
3. Conectar ambos canales del osciloscopio a la entrada y a la salida respectivamente.

Medir v_i y v_o. Dibujar ambas formas de onda. Calcular A_v y observar la relación de fase. Anotar ambos datos en la Tabla 10.1.

4. Medir Z_i y Z_o por el procedimiento empleado en la Práctica 9. Emplear para medir Z_i un potenciómetro de 10 K y para Z_o uno de 100 Ω. Anotar los resultados en la Tabla 10.1.
5. Calcular con los datos disponibles A_i y A_p. Anotarlos en la misma tabla.
6. Actuar sobre P hasta conseguir distorsión por saturación. Desconectar v_i y medir V_{CE}. Anotar los resultados.
7. Repetir el punto anterior para obtener distorsión por corte.
8. Ajustar P hasta conseguir de nuevo $V_{CE} = 10$ V.
9. Aumentar lentamente la salida del G.B.F. hasta obtener algún tipo de distorsión. Anotar las formas de onda de v_i y v_o. Razonar tal distorsión.

Tabla 10.1. Características de la configuración C.C.

A_v	Z_i	Z_o	A_i	A_p	Desfase

CUESTIONES

1. ¿Cuál es la principal característica de la configuración B.C.?
2. Exponer de forma breve las características de la configuración C.C.
3. ¿Cuál es la principal aplicación del seguidor de emisor?
4. ¿Por qué la configuración C.C. no presenta distorsión producida por el diodo emisor?
5. Razonar por qué no se desacopla el emisor en una configuración C.C.

CONCLUSIONES

- Las tres configuraciones que se pueden dar al transistor son: E.C., B.C. y C.C.
- La configuración base común presenta muy baja impedancia de entrada, lo que la hace inusual en la mayoría de las aplicaciones de B.F.
- Esta configuración ofrece ganancia de tensión elevada y de corriente próxima a la unidad.
- El transistor en colector común se emplea generalmente como adaptador de impedancias.
- La configuración C.C. introduce muy baja distorsión en la señal de salida.
- El Cuadro 10.1 ofrece un resumen comparativo entre las características de las distintas configuraciones.

INFORMACION ADICIONAL

Cuadro 10.1. Resumen comparativo

Configuración	A_v	A_i	A_p	Z_i	Z_o	Desfase
E.C.	Alta	Alta	Muy alta	Media	Media	180°
B.C.	Alta	1	Alta	Baja	Media	0
C.C.	$\simeq 1$	Alta	Alta	Media	Baja	0

PRACTICA 11

Conmutación

11.1. INTRODUCCION

En la Práctica 7, cuando estableciamos un primer contacto con el transistor, al estudiar sus curvas características veíamos que había tres regiones de trabajo perfectamente distinguibles: saturación, lineal y corte.

Desde entonces nos hemos preocupado por evitar cuidadosamente que el transistor trabajara en alguna otra zona que no fuera la lineal, ello era debido a que, en corte o en saturación, el transistor no presentaba una señal de salida copia de la de entrada, sino distorsionada, hecho que no resultaba aceptable.

En el presente capítulo veremos que también el transistor tiene utilidad haciéndolo trabajar en las regiones de corte y saturación, aunque quizás en estos momentos no estemos en condiciones de comprender toda la importancia que tiene esta forma de trabajo.

Cuando el transistor trabaja en las zonas de corte y saturación, se dice que lo hace en conmutación, que quiere decir exactamente eso: utilizar el transistor como conmutador.

11.2. DESCRIPCION BASICA

Para poder emplear un transistor como interruptor deberíamos conocer previamente cuál es la analogía entre uno y otro. (Véase Práctica 7 - Funcionamiento.)

Cuando el transistor está en corte se puede comparar con un interruptor abierto y cuando está en saturación es equivalente a un interruptor cerrado.

Como las condiciones de corte y saturación normalmente las determina el circuito asociado a la base, se puede establecer la siguiente relación entre un transistor y un interruptor (Fig. 11.1).

Las láminas de contacto del interruptor son equivalentes al colector y al emisor, y la palanca que provoca la unión de ambas láminas equivale a la base. La «fuerza» que mueve la palanca es la señal aplicada a la base.

Este símil sería totalmente cierto, en el circuito de paso colector-emisor, si el transistor en saturación presentara una $V_{CE} = 0$ y en corte una $I_C = 0$, lo cual sabemos que no es

Figura 11.1. Símil entre un transistor y un interruptor.

cierto, pero en la mayoría de los casos ambas magnitudes se pueden despreciar y considerar el transistor como un interruptor ideal para c.c., ya que el transistor sólo deja circular corriente por el circuito colector-emisor en el sentido impuesto por los portadores mayoritarios.

■ Análisis de la recta de carga

La Figura 11.2 muestra un circuito sencillo de polarización de un transistor *NPN* empleando dos baterías V_{CC} y V_{BB} y la Gráfica 11.1 representa la recta de carga correspondiente a dicho circuito.

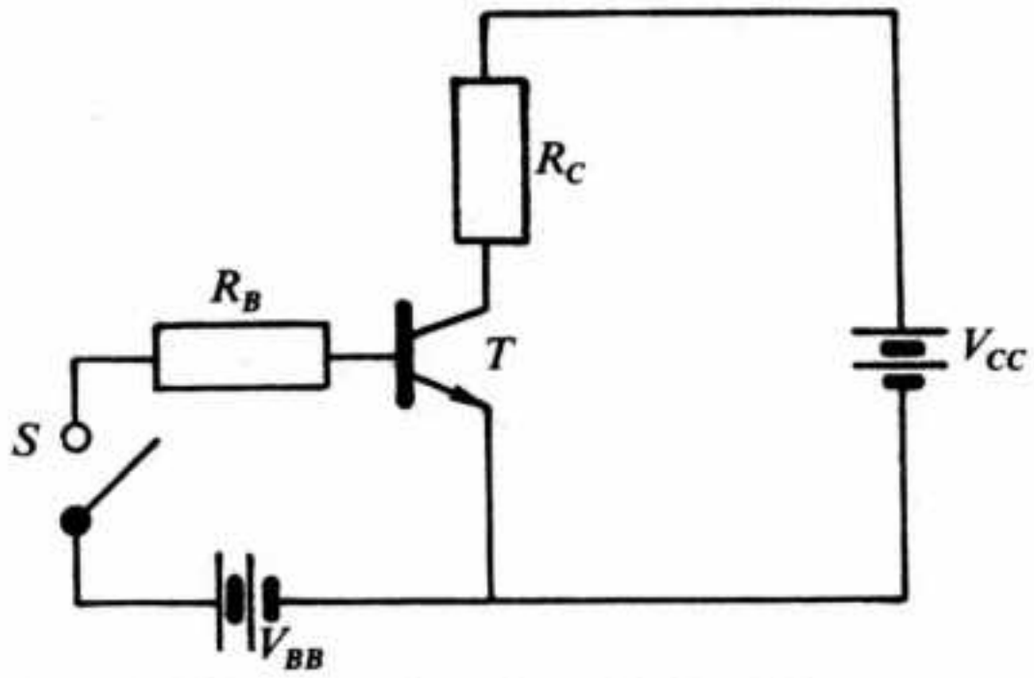
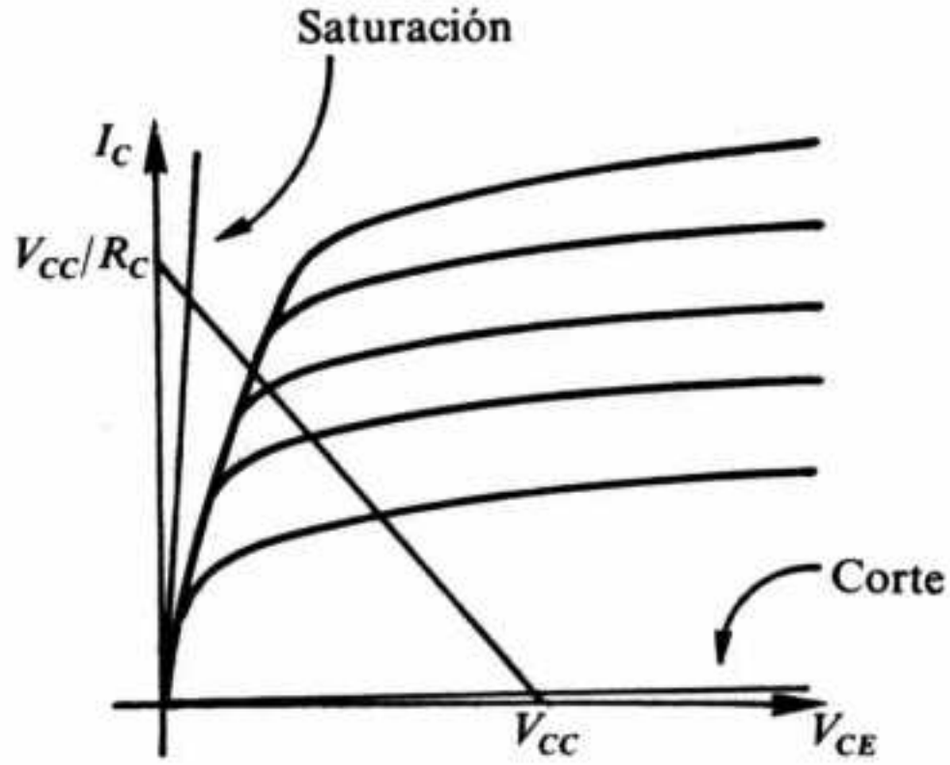


Figura 11.2. Circuito de polarización.



Gráfica 11.1. Recta de carga de la Figura 11.2.

Cuando *S* está abierto la corriente de base es nula, luego el transistor permanece en corte, esto equivale a decir que $I_C = 0$ y $V_{CE} = V_{CC}$.

Cuando *S* está cerrado, suponiendo que V_{BB} proporciona suficiente corriente a través de R_B, el transistor está en saturación, entonces $I_C = V_{CC}/R_C$ y $V_{CE} = V_{CE\,(sat)}$ (alguna décima de voltio).

Si no variamos los componentes del circuito y sólo actuamos sobre *S*, el transistor permanecerá en corte o en saturación, pero jamás tendrá una polarización adecuada para trabajar en la región activa.

Nótese que no se requiere ningún componente adicional, ya que el circuito no necesita de estabilización alguna del punto de trabajo, y el único requisito es que no se sobrepasen las especificaciones máximas del transistor.

■ Polarización de base

El circuito de la Figura 11.2, efectivamente, hace trabajar al transistor en corte-saturación, o lo que es igual en conmutación; pero desde el punto de vista práctico este circuito no parece tener utilidad y de hecho así es. Lo más usual, es que V_{BB} sea sustituida por una señal con dos niveles bien diferenciados y que el cambio entre ellos sea lo suficientemente rápido para que el transistor permanezca el menor tiempo posible en la región activa, en otras palabras, que tarde poco tiempo en conmutar. Esta señal puede ser perfectamente una onda cuadrada y entonces R_B no tendría más misión que limitar la corriente absorbida por la base. La Figura 11.3 y la Gráfica 11.2 representan esta situación

R_C = 1 kΩ, 1/2 W
R_B = 8k2, 1/2 W
v_i = generador de funciones
T = BC548B
V_{CC} = 10 V

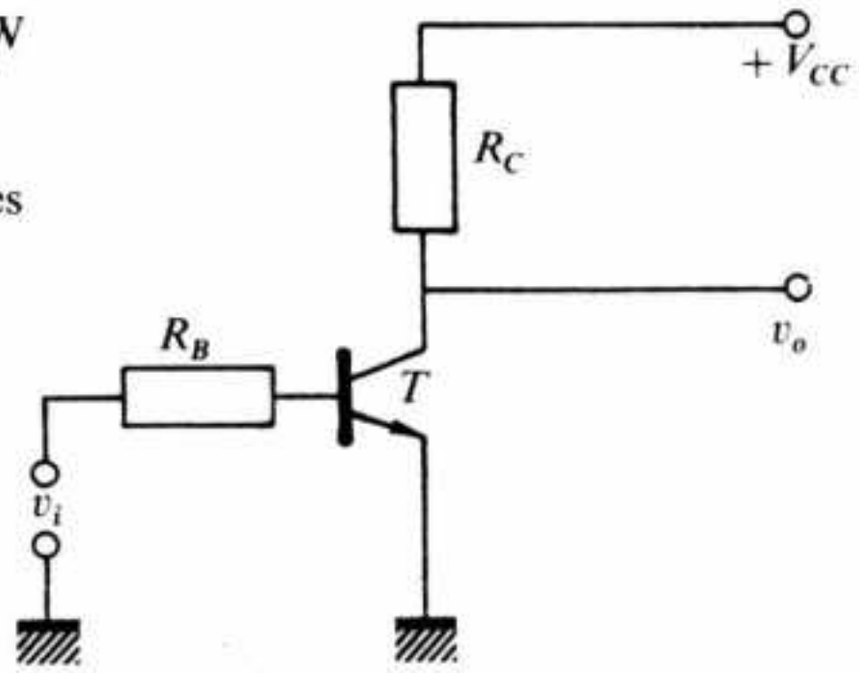
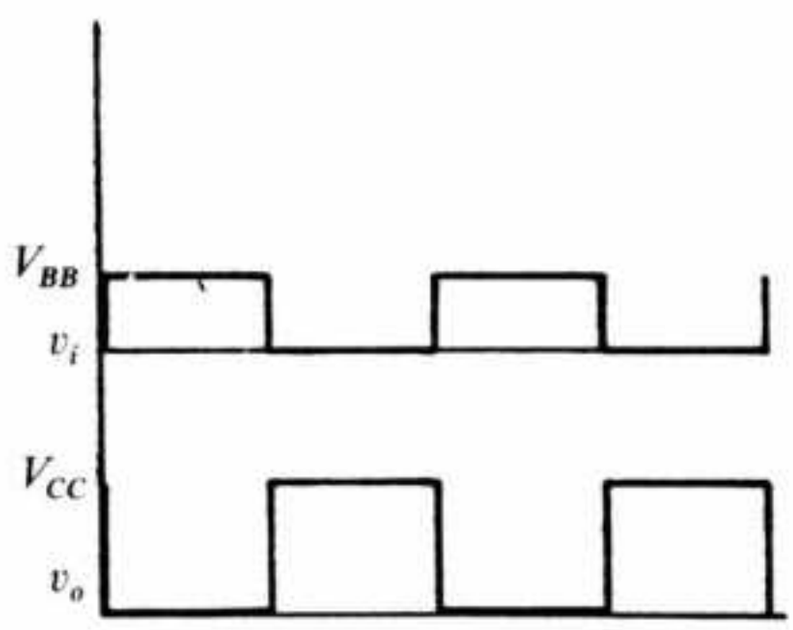


Figura 11.3. Modelo de circuito para conmutación.



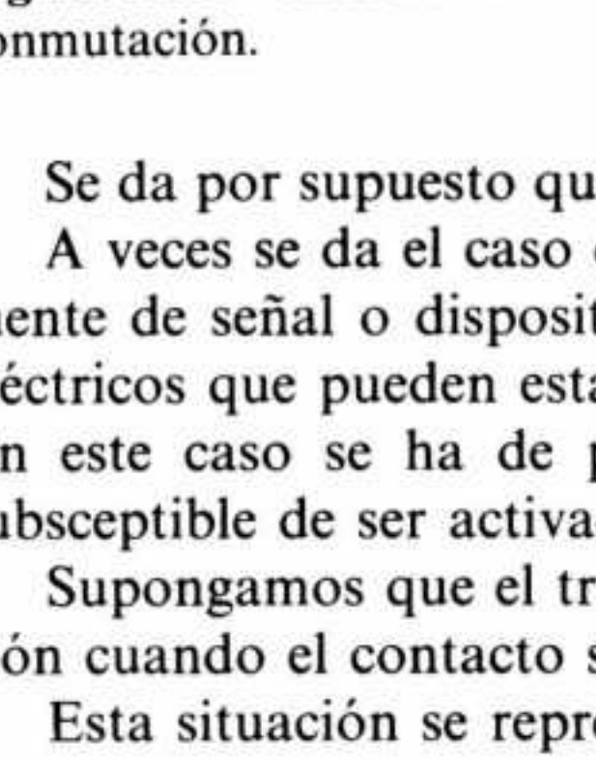
Gráfica 11.2. Señales de entrada y salida de la Figura 11.3.

Se da por supuesto que v_i puede entregar suficiente corriente para saturar el transistor.

A veces se da el caso de que el circuito que debe provocar la conmutación no es una fuente de señal o dispositivo que la simule, sino que se presenta en forma de contactos eléctricos que pueden estar normalmente abiertos (N.A.) o normalmente cerrados (N.C.). En este caso se ha de proveer al transistor de un circuito de polarización de base, subsceptible de ser activado por dichos contactos.

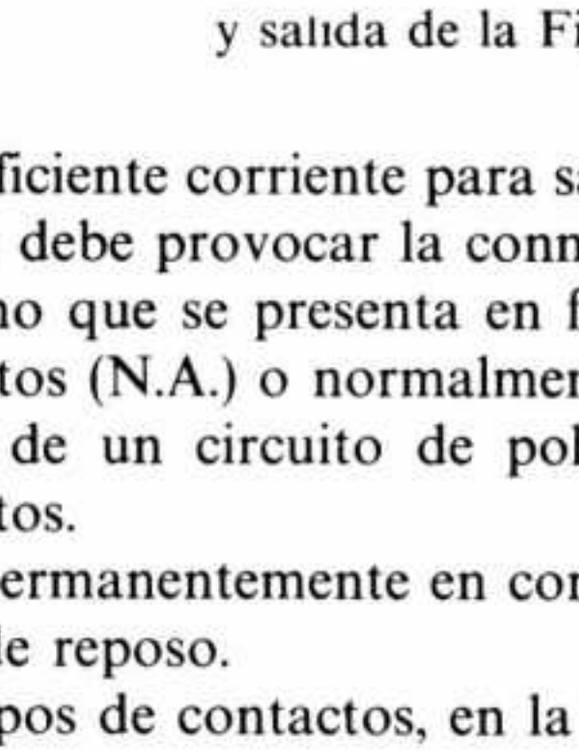
Supongamos que el transistor ha de estar permanentemente en corte y pasa a saturación cuando el contacto salga de su posición de reposo.

Esta situación se representa, para ambos tipos de contactos, en la Figura 11.4.



(a) Transistor activado por contacto N.A.

R_C = 1 kΩ, 1/2 W
R_B = 15 kΩ, 1/2 W
T = BC548B
N.A. = N.C. = interruptor
V_{CC} = 10 V



(b) Transistor activado por contacto N.C.

Figura 11.4. Transistor normalmente en corte.

En la Figura 11.4*a* normalmente no circula corriente por la base excepto cuando se cierran los contactos, pasando entonces el transistor a saturación.

Por el contrario, en la Figura 11.4*b* al estar los contactos cerrados, la tensión de base es cero y por tanto $I_B = 0$, con lo que el transistor estará en corte excepto cuando los contactos se abran.

Si se desea que el transistor permanezca en saturación con los contactos en su posición de reposo basta cambiar los contactos de un circuito a otro. Se deja al lector la comprobación de tal afirmación.

■ Circuito de salida

Desde el punto de vista de salida se pueden dar dos situaciones:

1. Que la propia carga represente un componente al que hay que aplicar la tensión de la fuente, por ejemplo, una lámpara, cuando el transistor pase a saturación, entonces habrá que conocer las características de dicho componente para elegir el transistor adecuado y diseñar el circuito asociado a dicho transistor.
2. Que la señal en el colector sea utilizada como entrada de otro circuito, con lo cual habrá que tener en cuenta las características de entrada de dicho circuito para elegir el valor adecuado de R_C y, en función de ella, proceder como en el caso anterior.

■ El inversor

Se puede observar que la configuración del circuito es la de emisor común, esto hace que la salida esté invertida (desfasada) con respecto a la entrada (véase Gráfica 11.2).

Si se conoce la amplitud de v_i, y el valor de V_{CC} se hace coincidir con él, suponiendo que v_i sea una señal cuadrada, se obtendrá una señal de salida de igual amplitud, pero invertida con respecto a v_i. Este circuito presenta una gran utilidad en electrónica digital.

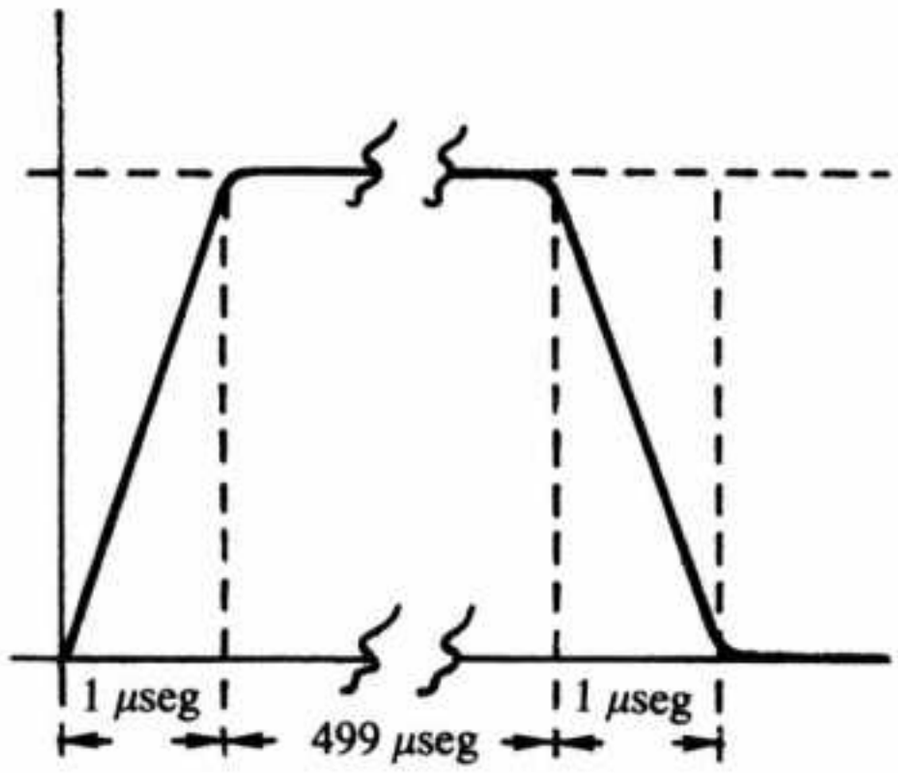
■ Tiempos de conmutación

En el caso en que el transistor es activado por una señal de entrada, hemos considerado que los cambios de nivel de dicha señal se producen en un tiempo nulo. Desde el punto de vista físico esto es imposible, y se habrá de tener en cuenta en función de la permanencia de la señal en cada nivel y de la duración de la transición entre niveles.

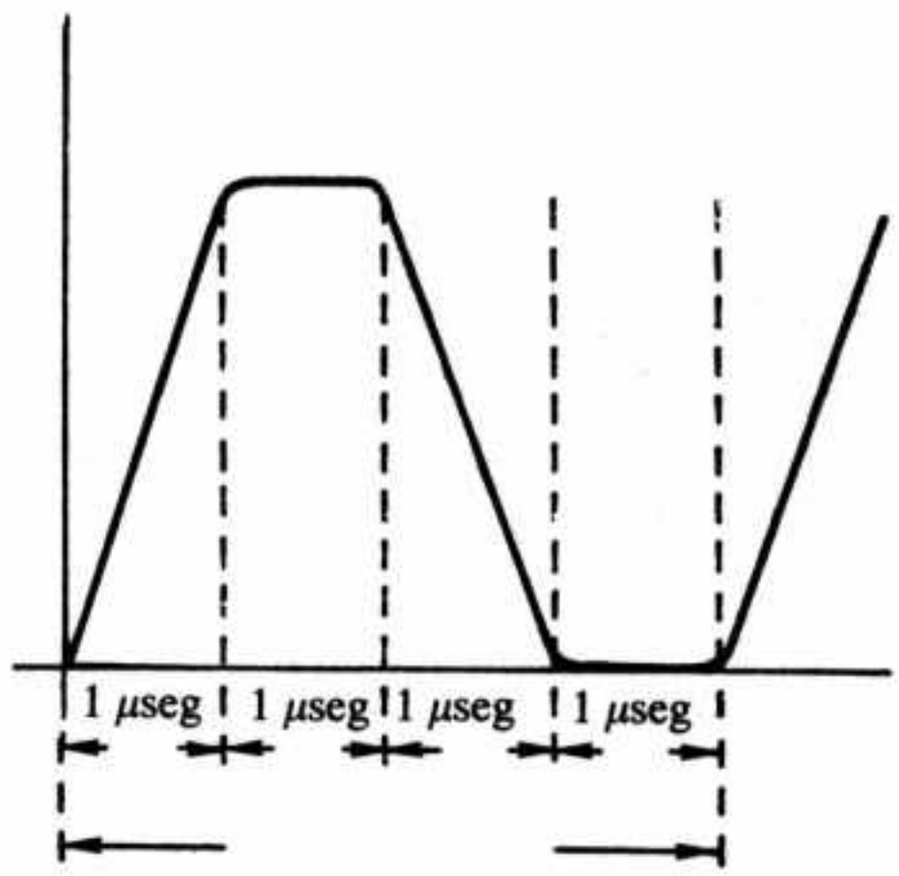
EJEMPLOS

1. Supongamos que el tiempo de transición de un nivel a otro de una señal cuadrada simétrica (ambos niveles tienen igual duración) es de 1 μseg y la frecuencia de dicha señal es de 1 kHz.

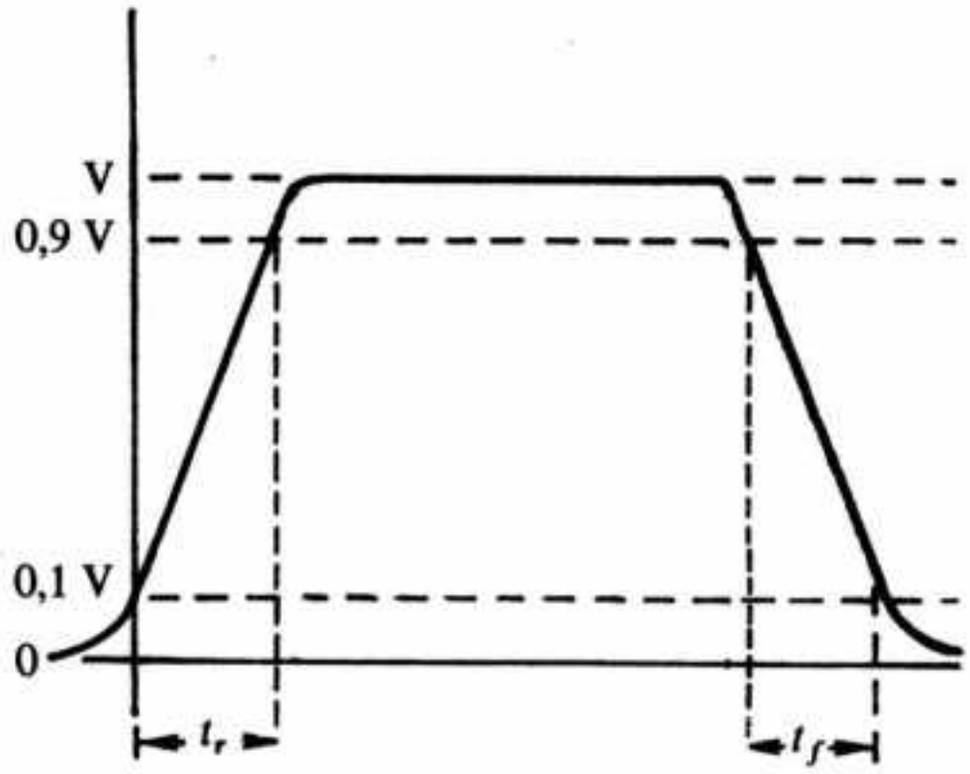
Como un ciclo comprende dos transiciones, la duración de éstas será de 2 μseg, lo que representa un 0,2 por 100 del período; esto representa que en los casos en que la situación sea parecida a ésta, dicho tiempo se puede despreciar. En la Gráfica 11.3*a* se puede observar este caso.



(a) Tiempos de transición cortos frente a *T*.



(b) Tiempos de transición largos frente a *T*.



(c) Tiempos de subida y bajada en una onda cuadrada.

Gráfica 11.3.

2. Con los mismos tiempos de transición y una frecuencia de 250 kHz. Ahora el período será de 4 μseg, con lo que los tiempos de transición representan un 50 por 100 de la duración total del ciclo. La Gráfica 11.3*b* representa esta situación y en ella se puede apreciar que se trata más de una señal trapezoidal que de una cuadrada, debido al efecto de los tiempos de transición.

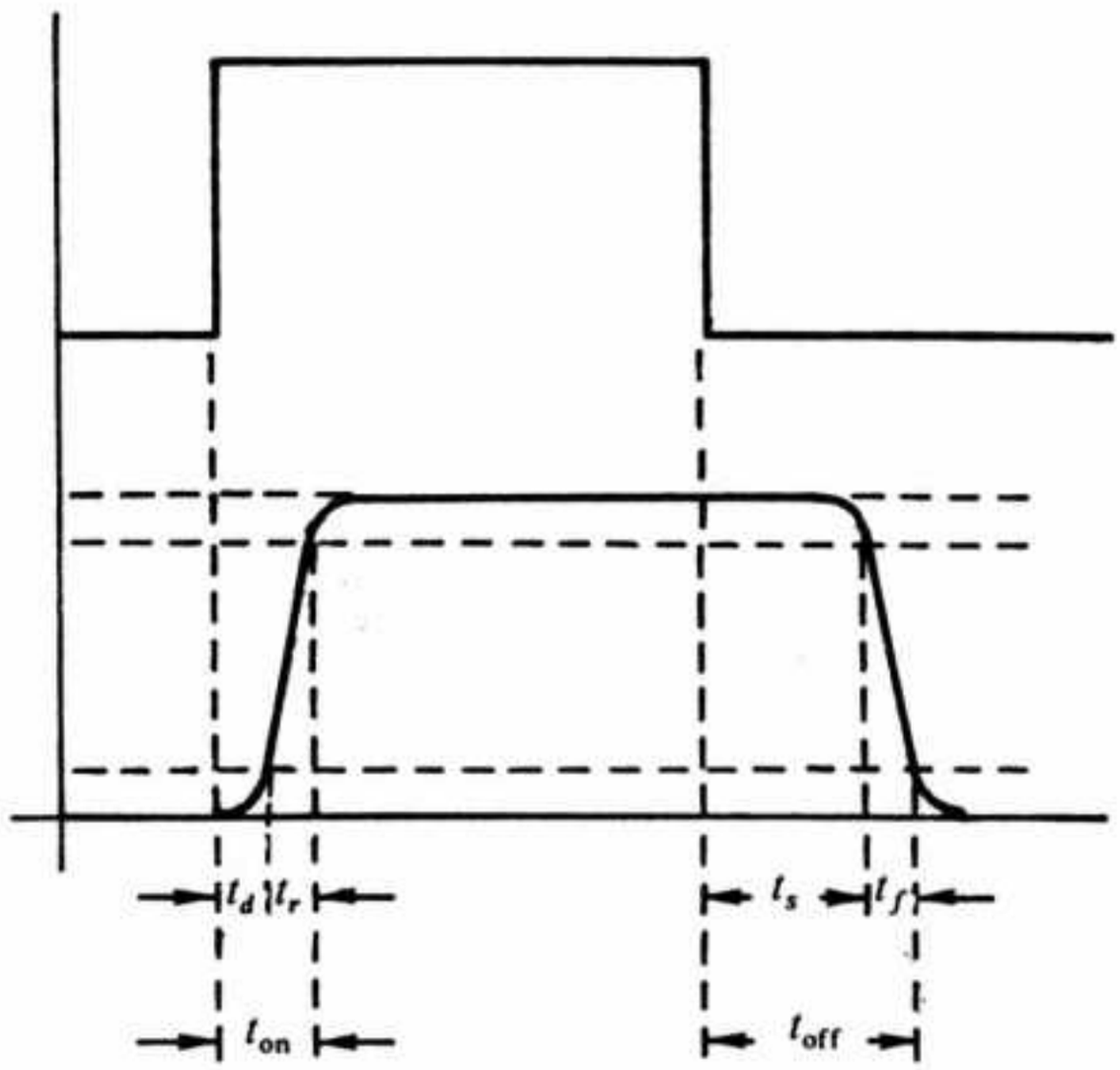
Genéricamente estos tiempos se llaman de subida y bajada, y se miden de la siguiente forma:

- **Tiempo de subida** (t_r): Tiempo que transcurre desde que la señal alcanza el 10 por 100 del valor máximo hasta que alcanza el 90 por 100 del mismo valor, tomando 0 como nivel mínimo.
- **Tiempo de bajada** (t_f): También llamado tiempo de caída y es el que transcurre desde que la señal toma un valor del 90 por 100 del máximo hasta que alcanza un valor del 10 por 100 del mismo, tomando, igualmente, 0 como nivel inferior.

En la Gráfica 11.3*c* se aprecian ambos tiempos.

Si suponemos que al circuito dę la Figura 11.3 le aplicamos una señal cuadrada cuyos tiempos de transición se puedan despreciar (Ejemplo 1), se observará que el transistor introduce retardos en las transiciones, que tendrán importancia dependiendo de la duración de éstos frente al período de la señal aplicada a la entrada, lo que lleva implícito una frecuencia máxima de trabajo a partir de la cual los resultados no serán aceptables si se quiere obtener como salida una onda cuadrada.

Estos tiempos se denominan tiempo de conexión y tiempo de desconexión y se representan en la Gráfica 11.4.



Gráfica 11.4. Tiempos de retardo introducidos por el transistor.

- **Tiempo de conexión** (t_{on}), que se divide en dos:

1. *Tiempo de retardo* (t_d): Determinado por tres factores: *a*) el tiempo que tarda en cargarse la capacidad parásita de la unión base-emisor, necesario para sacar al transistor del corte, *b*) tiempo que tardan los portadores en llegar a la región de colector y *c*) tiempo que tarda el transistor en alcanzar el 10 por 100 de $I_{C\,(sat)}$.
2. *Tiempo de subida* (t_r): Es el que tarda el transistor en atravesar la región activa, o lo que es igual, tiempo que tarda la corriente de colector en alcanzar el 90 por 100 de $I_{C\,(sat)}$.

- **Tiempo de desconexión** (t_{off}), es más largo que el de conexión y, también, se divide en dos:

1. *Tiempo de almacenamiento* (t_s): Es el más largo y se denomina así debido a que en el momento de eliminar la tensión aplicada a la base, v_i, ésta presenta una acumulación (almacenamiento) de cargas, que es necesario extinguir para que el transistor inicie el abandono de la región de saturación.
2. *Tiempo de bajada* (t_f): Básicamente es debido al mismo fenómeno que el del tiempo de subida, pero en sentido inverso.

De forma resumida, los retardos introducidos por el transistor son:

$$t_{on} = t_d + t_r \quad \text{y} \quad t_{off} = t_s + t_f$$

y siempre

$$t_{off} > t_{on}$$

En las hojas de datos de transistores construidos para tal aplicación, se encuentra información sobre dichos tiempos para unas corrientes de base y de colector determinadas.

11.3. FUNCIONAMIENTO

Deberemos estudiar el comportamiento de ambos modos de funcionamiento, pero previamente hemos de profundizar algo más sobre la forma de polarizar el transistor.

Volvamos a la recta de carga, Gráfica 11.1. Para asegurar que el transistor permanezca en corte, es necesario que la corriente de base sea nula; esto se consigue no aplicando tensión a dicho circuito o bien polarizando inversamente el diodo base-emisor, siempre que no se sobrepase el valor máximo de V_{EBO} presente en las especificaciones del transistor.

Cuando el transistor deba permanecer en saturación, la corriente de base debe ser tal que el punto de trabajo se sitúe en dicha zona. Ahora bien, aunque la región de saturación ocupa un área bastante estrecha que determina valores pequeños de V_{CE} frente a la tensión de alimentación V_{CC}, admite suficientes valores de I_B, de tal forma que los más pequeños situarían el transistor en la «frontera» entre saturación y activa, con lo que, en condiciones favorables, el punto de trabajo se podría desplazar hacia la región activa y, por tanto, los resultados obtenidos serían distintos de los deseados en conmutación.

Para asegurar la permanencia del transistor en saturación se debe suministrar suficiente corriente de base, que mantenga la corriente de colector de saturación, esto es

$$I_B = \frac{I_{C\,(sat)}}{H_{FE}} \quad \text{o bien} \quad I_B = \frac{V_{CC}}{R_C H_{FE}}$$

Esta situación se debe mantener en todas las condiciones de funcionamiento. Como es sabido, H_{FE} no es constante, por ejemplo, a 25 °C es menor que a 80 °C, por lo que se deberá tomar $H_{FE(min)}$, que es la menor que asegura el fabricante para todos los transistores de la misma serie y tipo, siendo entonces

$$I_B = \frac{V_{CC}}{R_C H_{FE(min)}}$$

La ecuación anterior asegura que el transistor permanezca en saturación pero, si la conmutación del transistor ha de ser provocada por una señal de frecuencia elevada, se deberá tratar de reducir al mínimo los tiempos de conmutación.

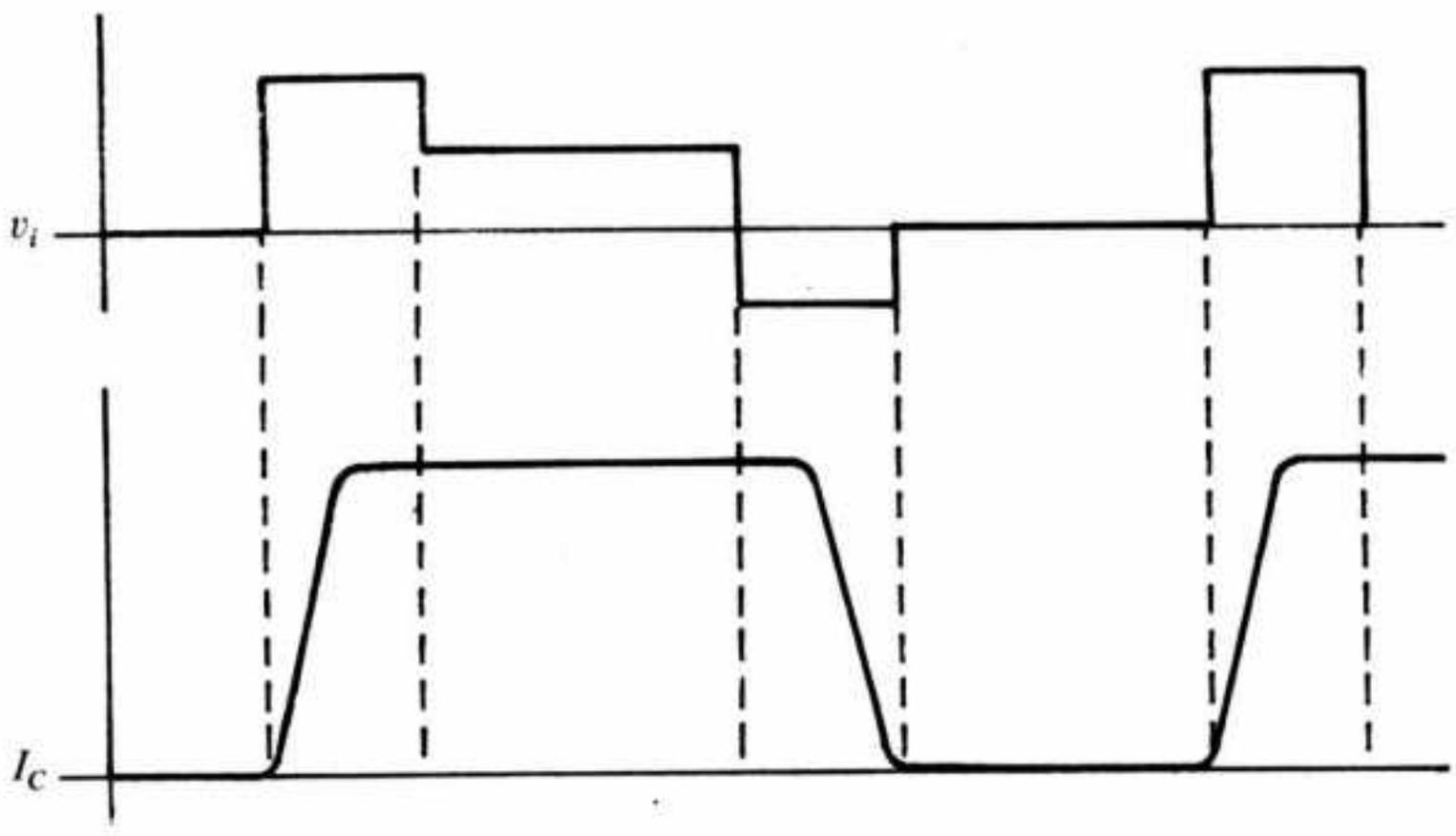
El tiempo de conexión se puede reducir haciendo que

$$I_B \gg \frac{I_{C(\text{sat})}}{H_{FE(\text{min})}}$$

Por otra parte, el tiempo de desconexión se puede acortar aplicando un potencial inverso a la unión base-emisor con lo que el tiempo de almacenamiento queda considerablemente reducido.

Las consideraciones anteriores pueden tener un efecto nulo, debido a que son interactivas, y la razón es la siguiente: si el exceso de corriente de base se mantiene hasta el instante de la desconexión, el número de cargas que habrá que «desalmacenar» será mucho mayor y, por tanto, t_s será mayor; por otra parte, si la polarización inversa que acortaba el tiempo de desconexión se mantiene hasta el momento de la conexión, el tiempo de retardo se verá aumentado. De esta forma ambos efectos se contrarrestan.

Las soluciones apuntadas son válidas si las condiciones que provocaban mayor rapidez en las conmutaciones se eliminan una vez aseguradas éstas y, en todo caso, antes de la próxima conmutación, manteniendo posteriormente la polarización de base necesaria para asegurar la condición de corte o saturación. Lo expuesto queda resumido en la Gráfica 11.5.



Gráfica 11.5. Señal de entrada para reducir los tiempos de conmutación.

El desarrollo práctico lo restringiremos a medir los tiempos de conmutación y a asegurar las condiciones de corte y saturación cuando éstas sean requeridas.

Cuando el circuito de aplicación es activado por contactos de actuación mecánica (N.C. o N.A.), los retardos producidos por el transistor se pueden despreciar, ya que la velocidad de conmutación del transistor es mucho mayor de lo que pueda ser la de cualquier contacto mecánico.

Para asegurar la condición de corte en cualquiera de los dos circuitos estudiados, basta con que $I_B = 0$.

La condición de saturación se debe estudiar por caminos diferentes: En el circuito de la Figura 11.3 es v_i quien proporciona la corriente de base y, como se dijo, R_B no tiene más misión que limitar dicha corriente, luego, el valor de R_B deberá ser fijado para tal requisito.

Una vez conocida la corriente de colector determinada por R_C se obtiene el valor de I_B (en diseños prácticos se suele prescindir de H_{FE}) y darle un valor próximo a $I_{C\,(sat)}/20$, lo que en la inmensa mayoría de los casos asegura perfectamente la saturación.

Conocida I_B, analizando la malla de entrada, tenemos que

$$v_i = V_{R_B} + V_{BE}$$

fijando

$$V_{BE} = 0{,}7 \text{ V}$$

tendremos

$$R_B = \frac{v_i - V_{BE}}{I_B}$$

que se habrá de normalizar al valor inmediato inferior.

Cuando el valor de v_i es el inferior (0 V) $I_B = 0$, luego el transistor estará en corte hasta que aparezca de nuevo el nivel superior.

Para los circuitos de la Figura 11.4, la circunstancia es parecida, cuando los contactos están en reposo la condición de corte está asegurada, ya que nuevamente $I_B = 0$.

Cuando los contactos se activan, el transistor debe entrar en saturación, luego R_B debe proporcionar tal condición, procediendo como en el caso anterior, tendremos

$$I_B = \frac{I_{C\,(sat)}}{20}$$

y

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B}$$

Finalmente, obsérvese que la potencia disipada por el transistor trabajando en conmutación es mínima, ya que para saturación, al ser V_{CE} pequeña, el producto $V_{CE}I_C$ se hace muy pequeño y para corte, como $I_C = 0$, despreciando la corriente inversa de fuga, la potencia se hace 0.

La disipación de potencia se hace mayor cuando aumenta la frecuencia de la señal de entrada, ya que cuando más potencia disipa el transistor es cuando trabaja en la región activa y, al aumentar la frecuencia, lo hace el número de veces que el transistor ha de atravesar dicha región.

11.4. PROCESO OPERATIVO

1. Conectar el circuito de la Figura 11.4*a*. Abrir el interruptor que previamente se ha conectado para simular N.A. Medir V_{CE} e I_C. Anotar los resultados en la Tabla 11.1*a*.

2. Cerrar el interruptor y repetir el punto 1.
3. Modificar el circuito para obtener la Figura 11.4*b*. Repetir los apartados anteriores y anotar los resultados en la Tabla 11.1*b*.
4. Conectar el circuito de la Figura 11.3. Aplicar una v_i cuadrada de $5V_{pp}$ y 1 kHz.
5. Observar las formas de onda sincronizadas de v_i y de v_o y anotarlas.
6. Observar y razonar si el transistor trabaja en conmutación.
7. Variar la frecuencia hasta 100 kHz. Ajustar la base de tiempos del osciloscopio hasta observar un solo ciclo. Dibujar las formas de onda.
8. Aumentar la ampliación de la base de tiempos y observar el tiempo de subida de v_i y el tiempo de conexión (t_{on}). Anotar los resultados en la Tabla 11.2.
9. Repetir el punto anterior para los tiempos de bajada y desconexión. Anotarlos en la Tabla 11.2.
10. Llevar a la práctica los circuitos de las cuestiones 5 y 6 y comprobar los resultados.

Tabla 11.1.

Contactos N.A.	I_C	V_{CE}	Estado del transistor
Abiertos			
Cerrados			

(a)

Contactos N.A.	I_C	V_{CE}	Estado del transistor
Abiertos			
Cerrados			

(b)

Tabla 11.2.

<table>
<tr><td>v_i</td><td colspan="2">t_r =</td><td colspan="2">t_f =</td></tr>
<tr><td rowspan="2">v_o</td><td colspan="2">t_{on} =</td><td colspan="2">t_{off} =</td></tr>
<tr><td>t_d =</td><td>t_r =</td><td>t_s =</td><td>t_f =</td></tr>
</table>

CUESTIONES

1. ¿Por qué se puede comparar un transistor, trabajando en conmutación, con un interruptor?
2. Enumerar las causas que influyen en el tiempo que tarda un transistor en pasar de saturación a corte.
3. ¿Por qué ha de ser $I_B > I_{C(sat)}/H_{FE(min)}$, cuando se quiere «saturar» al transistor?
4. Suponiendo que se da como válida una señal en la que los tiempos de subida y bajada representan el 10 por 100 del período, indicar cuál sería la frecuencia máxima de trabajo del circuito de la Figura 11.3. Utilizar los datos obtenidos en el proceso operativo.
5. Se desea diseñar un inversor, cuya señal de salida presente la misma amplitud que la de entrada, siendo la de ésta de $5V_{pp}$. Disponemos para ello de una resistencia de carga de 470 Ω y de un transistor BC548B. Calcular el valor de los componentes necesarios para ello y de la fuente de c.c. que es necesario utilizar.
6. Diseñar un circuito que conecte una lámpara de 1 W y 12 V cada vez que se abra un contacto que normalmente permanece cerrado, empleando para ello un transistor BC548B.

CONCLUSIONES

- Un transistor se puede utilizar como interruptor de c.c. cuando trabaja exclusivamente en corte y saturación.
- Un circuito trabajando en conmutación se puede emplear para conectar y desconectar la tensión a una carga o para dar una salida que sirva como entrada a otro circuito.
- Para asegurar que el transistor permanezca en saturación, es necesario que $I_B > I_{C(sat)}/H_{FE(min)}$; generalmente se toma $I_B > I_{C(sat)}/20$.
- En frecuencias elevadas hay que tener en cuenta los tiempos de conexión y desconexión, que son los que invierte el transistor en pasar de corte a saturación y viceversa, respectivamente.
- Estos tiempos se pueden mejorar aumentando los valores de la polarización de base y reduciéndolos cuando se haya consumado la conmutación.

INFORMACION ADICIONAL

Tabla 11.3. Transistor BC548B

Material	Tipo	Cápsula	V_{CEO}	V_{EBO}	I_C	I_{CM}	P_{tot}	H_{FE}	h_{fe}	$V_{CE\,(sat)}$
Silicio	*NPN*	TO-92	30 V máx	6 V máx	100 mA máx	200 mA máx	500 mW máx	150-450	240-500	600 mV máx

PRACTICA 12

Fuentes de alimentación estabilizadas

12.1. INTRODUCCION

Como hemos visto en prácticas anteriores, la polarización de los elementos activos, por ejemplo, transistores, se conseguía mediante el empleo de una corriente continua proveniente en principio de pilas o baterías. Este sistema puede, en muchas ocasiones, ser altamente costoso por razones de consumo, utilizándose en dichas ocasiones un circuito electrónico que, partiendo de la tensión alterna de red, transforme la corriente alterna en corriente continua. A estos circuitos se les conoce con el nombre de **fuentes de alimentación** y, en lo sucesivo, **f.a.**

12.2. DESCRIPCION BASICA

Son muchos los tipos de f.a. existentes, pero podríamos, en principio, clasificarlas en:

- **Fuentes de tensión:** Mantienen la tensión de salida en un valor determinado, siendo variable el valor de la intensidad de salida dentro de ciertos límites.
- **Fuentes de intensidad:** Proporcionan una intensidad de salida determinada, siendo posible la variación de la tensión de salida dentro de ciertos límites.

Como vemos, esta primera clasificación se ha realizado en función de la característica más importante de salida que proporciona la f.a., pero, debido a que son más utilizadas las primeras, limitaremos el objetivo de la práctica al estudio de las fuentes de tensión.

A su vez, las fuentes de tensión se pueden clasificar en:

1. **Simples.** Son aquellas en que *la tensión de salida es fija*, aunque dependiente de factores, como:

a) Variación de la tensión de entrada.
b) Variación de la corriente de carga.
c) Variación de la temperatura.

Dichas f.a. están constituidas por un transformador, un rectificador y un filtro, elementos vistos en prácticas anteriores, motivo por el cual no serán objeto de estudio en ésta.

Las características o parámetros más importantes de una f.a. simple son:

- **Tensión de entrada:** Es la *tensión alterna que debe ser aplicada al primario del transformador*. Normalmente este valor será de 220 V.
- **Tensión nominal de salida:** El *valor de la tensión continua de salida para una corriente de carga determinada*, llamada intensidad nominal, *y para una temperatura fija*, normalmente temperatura ambiente.
- **Intensidad nominal de salida:** *Máxima corriente de carga que puede absorberse de la f.a.*, sin que la tensión de salida descienda por debajo de la nominal.
- **Regulación:** Si llamamos $V_{\text{sin carga}}$ a la tensión de la f.a. sin carga conectada, y V_{carga} cuando dicha carga está conectada, entonces, la regulación queda definida como

$$R(\%) = \frac{V_{\text{sin carga}} - V_{\text{carga}}}{V_{\text{carga}}} \cdot 100$$

La diferencia de tensión del dividendo es debida a la resistencia interna de la f.a., razón por la cual será tanto mejor cuanto menor sea su regulación.

2. **Estabilizadas.** Son aquellas en las que la *tensión de salida es fija y constante*, independientemente de las variaciones de la tensión de entrada o de la corriente de carga.

Además de los citados para las f.a. simples, un parámetro muy importante de este tipo de fuentes es el **factor de estabilidad**, *cociente entre la variación experimentada por la tensión de salida y la variación de la tensión de entrada que la provoca*, supuestas constantes la corriente de salida y la temperatura. Matemáticamente, su expresión responde a la forma:

$$S_v = \frac{\Delta V_{\text{salida}}}{\Delta V_{\text{entrada}}}$$

3. **Regulables.** La *tensión de salida es variable*, dentro de ciertos márgenes, por el usuario. Las f.a. regulables pueden dividirse a su vez en dos tipos diferentes en función de la calidad de la tensión de salida, dando lugar a los tipos:

a) Regulable simple.
b) Regulable estabilizada.

Este último tipo de f.a., debido a su complejidad, será tema que estudiaremos en la Práctica 13.

12.3. FUNCIONAMIENTO

Si a una f.a. simple le añadimos un nuevo bloque, llamado estabilizador, obtenemos la fuente de alimentación estabilizada.

En la Figura 12.1 se observa que, básicamente, el estabilizador está formado por dos elementos llamados compensador y detector.

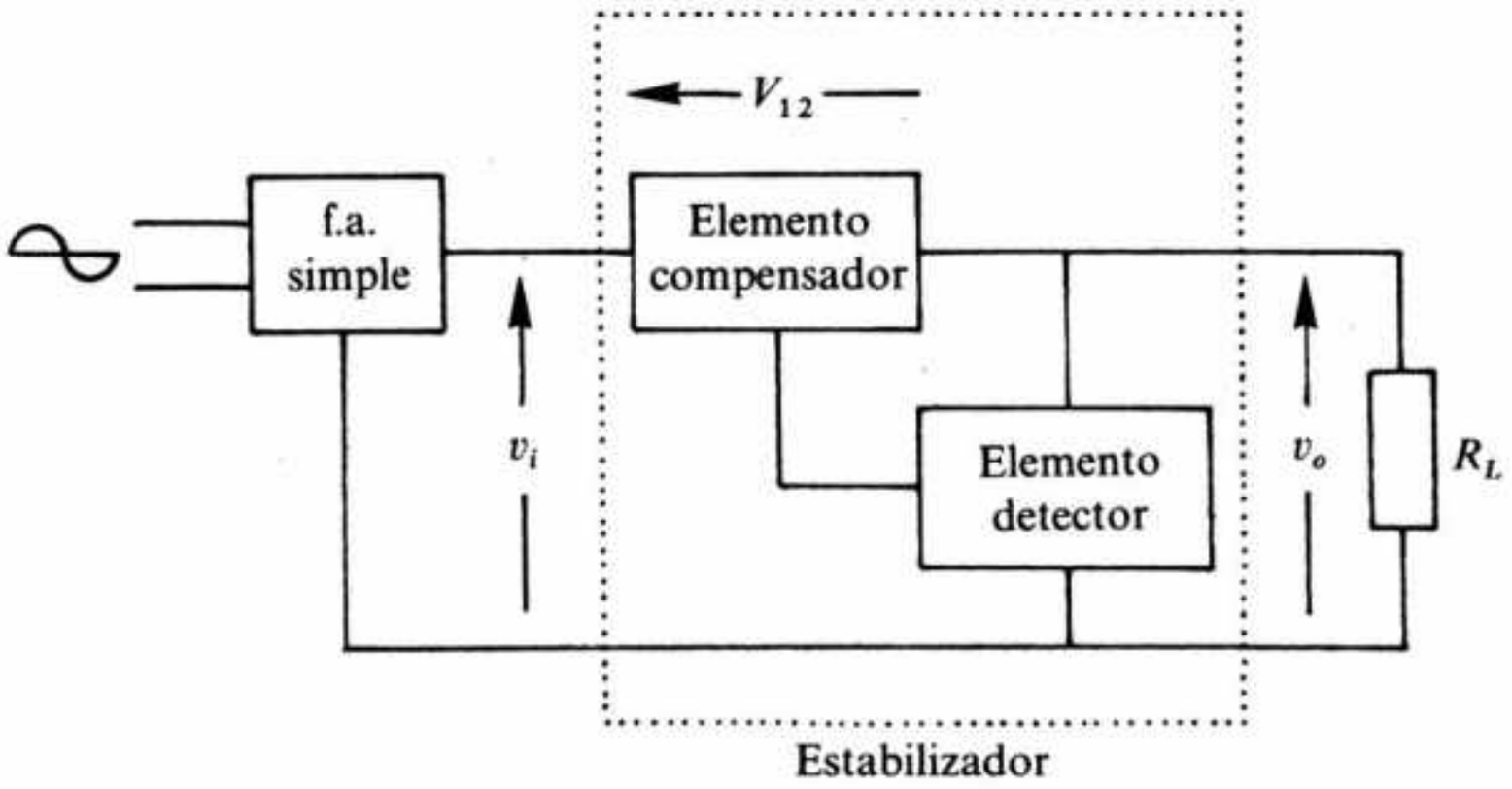


Figura 12.1. Diagrama de bloques de una f.a. estabilizada.

Aplicando Kirchhoff a la malla exterior, obtenemos que

$$v_o = v_i - V_{12}$$

ecuación que nos da una idea básica del principio de funcionamiento de una f.a. estabilizada.

Cualquier posible variación, tanto de la tensión de entrada como de la corriente de carga, es compensada mediante variaciones de la caída de tensión obtenidas en un elemento llamado compensador.

Lógicamente, este funcionamiento requiere la premisa de que $v_i > v_o$ para poder ser efectivo.

Si el elemento compensador es un componente activo, por ejemplo, un transistor, al tipo de fuente se la denomina **f.a. estabilizada serie.** Si, por el contrario, dicho elemento es una resistencia, el circuito se denomina **f.a. estabilizada paralelo.** Ejemplo claro de este último tipo es el estabilizador por zéner visto en la Práctica 6.

Las fuentes estabilizadas paralelo se emplean menos que las fuentes estabilizadas serie, por ser aquéllas menos eficientes, razón por la cual limitaremos el objeto de este estudio a estas últimas.

Para una mayor claridad, vamos a dividir el funcionamiento en dos apartados:

1. Variación de v_i, supuesta constante I_L.
2. Variación de I_L, supuesta constante v_i.

El circuito típico de este tipo de fuente de alimentación se muestra en la Figura 12.2, donde se observa que el elemento compensador es un transistor en la configuración de colector común, esto es, la resistencia de emisor es la propia R_L, al tiempo que el elemento detector está formado por un zéner en serie con una resistencia R_{lim}, la cual tiene el valor necesario para que el zéner trabaje en la zona de ruptura.

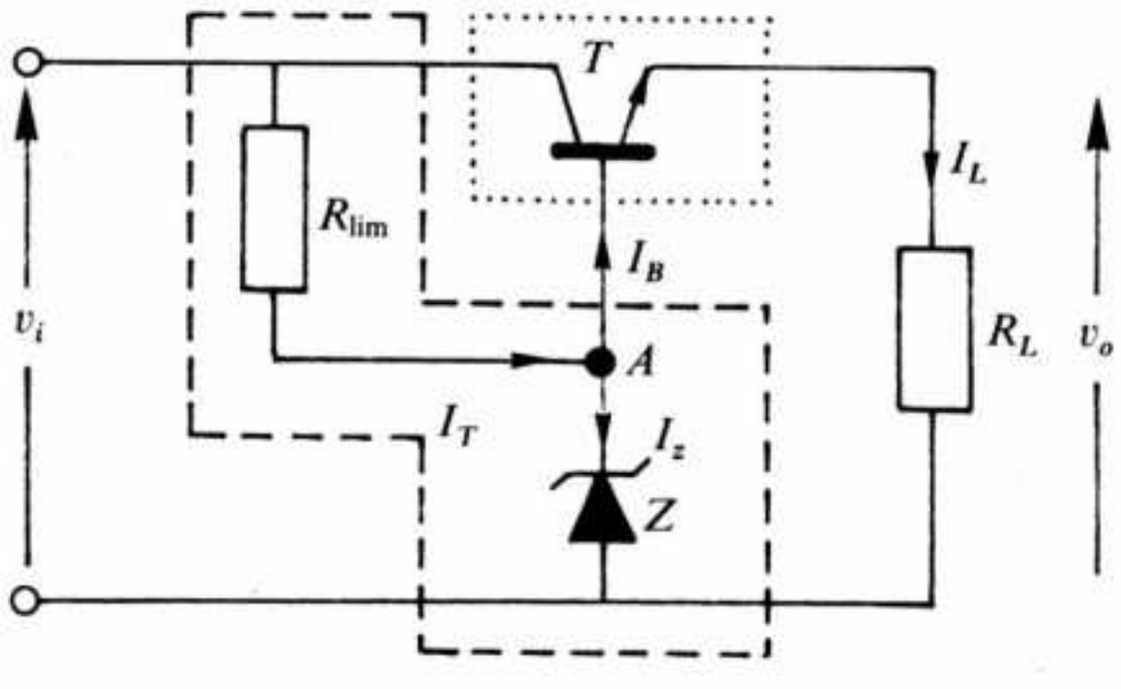


Figura 12.2. Fuente de alimentación estabilizada.

■ Variación de v_i, supuesta constante I_L

Que I_L sea constante, significa que la I_E del transistor permanecerá constante y, como consecuencia, I_B también permanecerá constante. Por otra parte, de la malla exterior obtenemos que

$$v_o = v_i - V_{CE} \qquad [1]$$

Ahora bien, si suponemos inicialmente que v_i aumenta, también aumentará en correspondencia V_z, polarizando más inversamente el zéner y provocando un aumento de la I_z. Aplicando la ley de las corrientes en el nudo A, obtenemos

$$I_T = I_B + I_z \qquad [2]$$

Como I_B permanece constante, pero I_z ha aumentado, el resultado es que I_T también aumenta y, por tanto, la caída de tensión en R_{lim} aumenta. Este aumento de tensión implica un aumento de la polarización negativa colector-base del transistor y, como consecuencia, un aumento de la resistencia de paso colector-emisor, es decir, un aumento de la tensión V_{CE}.

Observando de nuevo [1], se deduce que un aumento de la tensión v_i ha provocado un aumento de la tensión V_{CE}, los cuales al restarse hacen que v_o permanezca constante.

Se invita al lector a exponer un razonamiento análogo para el caso en que v_i disminuya con respecto a su valor inicial.

■ Variación de I_L, supuesta constante v_i

Supongamos inicialmente que la I_L aumenta, lo cual es producido por una disminución de la R_L.

Si I_L aumenta, entonces, v_o tiende a disminuir, ya que V_{CE} aumenta, pero al ser I_L la propia I_E del transistor, este aumento se traduce en un aumento de la I_B. Como v_i ha permanecido constante, un aumento de la I_B implica un aumento de V_{BE} y, por tanto, un aumento de la polarización, disminuyendo la resistencia de paso colector-emisor, con lo

que la tensión V_{CE} disminuye. Observando de nuevo [1], vemos que, si v_i = cte, al disminuir V_{CE}, la tensión v_o, que en principio disminuía, permanece constante.

Igual que en el caso anterior, se invita al lector a plantear un razonamiento análogo para el caso en que I_L disminuya respecto de su valor inicial.

En la realidad, lo que suele suceder con mayor frecuencia es una variación simultánea de v_i y de I_L; en este caso, el funcionamiento es similar a los explicados con anterioridad, aunque ahora los márgenes de variación de I_B y de I_z sean menores debido a su actuación conjunta.

Este tipo de estabilizadores es más ampliamente utilizado que los de zéner sólo, debido a su simplicidad, fácil diseño y funcionamiento eficiente, ya que permiten el uso de diodos zéner de menor potencia y, por tanto, más económicos.

Para comprender mejor el funcionamiento de este tipo de f.a., realizaremos el diseño de un estabilizador, para lo cual nos apoyaremos en el siguiente ejemplo.

EJEMPLO:

Necesitamos alimentar un circuito electrónico a 10 V, sabiendo que su consumo variará entre 0 y 0,5 W, partiendo de una tensión de red de 200 V con una variación de ± 10 por 100.

Dividiremos el problema en varios apartados.

a) *Elección de la f.a. simple*

Como ya se dijo anteriormente, el valor de v_i ha de ser mayor que v_o; como norma práctica, la tensión de la f.a. simple será del orden de un 50 por 100 mayor que v_o, por tanto

$$v_i = 10 + (0{,}5 \cdot 10) = 15 \text{ V}$$

$$v_{i\,\text{máx}} = 15 + (0{,}1 \cdot 15) = 16{,}5 \text{ V}$$

$$v_{i\,\text{min}} = 15 - (0{,}1 \cdot 15) = 13{,}5 \text{ V}$$

b) *Elección del transistor*

El principal parámetro para la elección de un determinado tipo de transistor será la potencia disipada en él. Analizando el circuito de la Figura 12.2 obtenemos que

$$P_{T\,\text{máx}} = I_{L\,\text{máx}}(v_{i\,\text{máx}} - v_o) = \frac{P_{0\,\text{máx}}}{V_o}(v_{i\,\text{máx}} - v_o)$$

y sustituyendo valores

$$P_{T\,\text{máx}} = (16{,}5 - 10)\frac{0{,}5}{10} = 325 \text{ mW}$$

Por razones de seguridad, la potencia del transistor a emplear es aconsejable que sea el doble de la máxima potencia a disipar. Así

$$P_{T\,\text{máx}} = 650 \text{ mW}$$

Según sabemos por prácticas anteriores, el transistor BD137 con una P_t de 8 W cumple con nuestras necesidades.

c) *Diseño del estabilizador de tensión*

Se diseña el estabilizador, tal como se vio en la Práctica 6, teniendo presente que la corriente de carga (I_B) es la I_L dividida por β, debido a la amplificación de corriente del transistor (Fig. 12.3). Se ha de hacer notar que I_B representa la corriente de carga I_L descrita en las fórmulas de la Práctica 6, asimismo, se considerará que $v_0 \simeq V_Z$, ya que T está en la configuración de colector común.

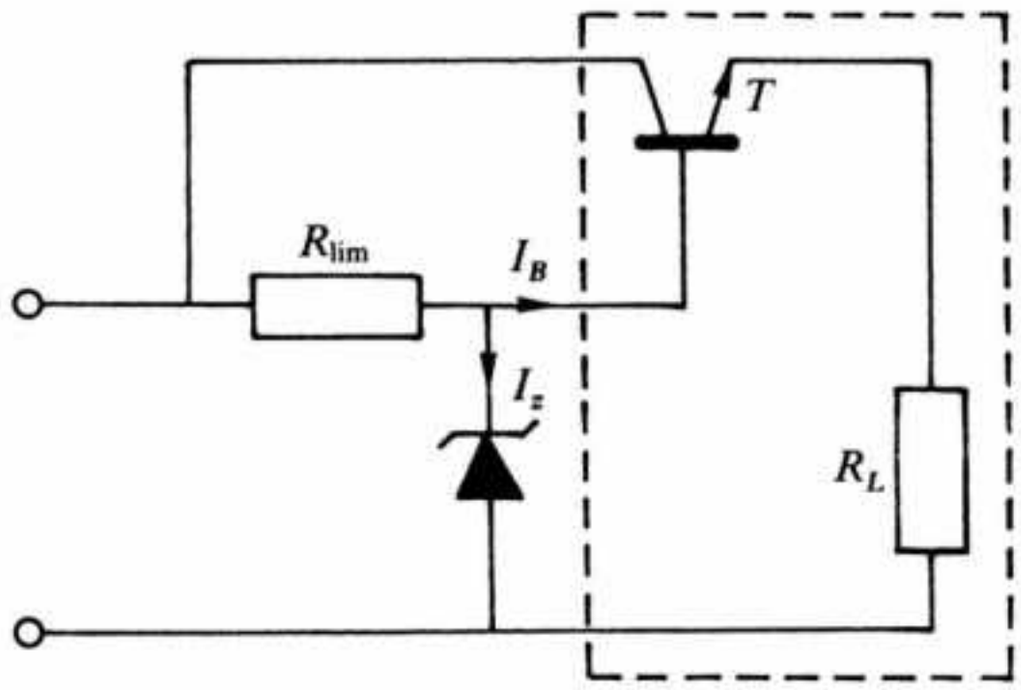


Figura 12.3. Modelo de f.a. estabilizada para cálculos.

Así pues,

$$I_{B\,máx} = \frac{I_{L\,máx}}{\beta_{min}} = \frac{0{,}05}{40} = 1{,}25 \text{ mA}$$

$$I_{B\,min} = \frac{I_{L\,min}}{\beta_{min}} = \frac{0}{40} = 0 \text{ mA}$$

y aplicando las fórmulas obtenidas en la Práctica 6, obtenemos que

$$R_{lim} < \frac{v_{i\,min} - V_Z}{I_{Z\,min} + I_{B\,máx}} = \frac{13{,}5 - 10}{5 + 1{,}25} = 560\,\Omega$$

cuyo valor normalizado es $R_{lim} = 510\,\Omega$

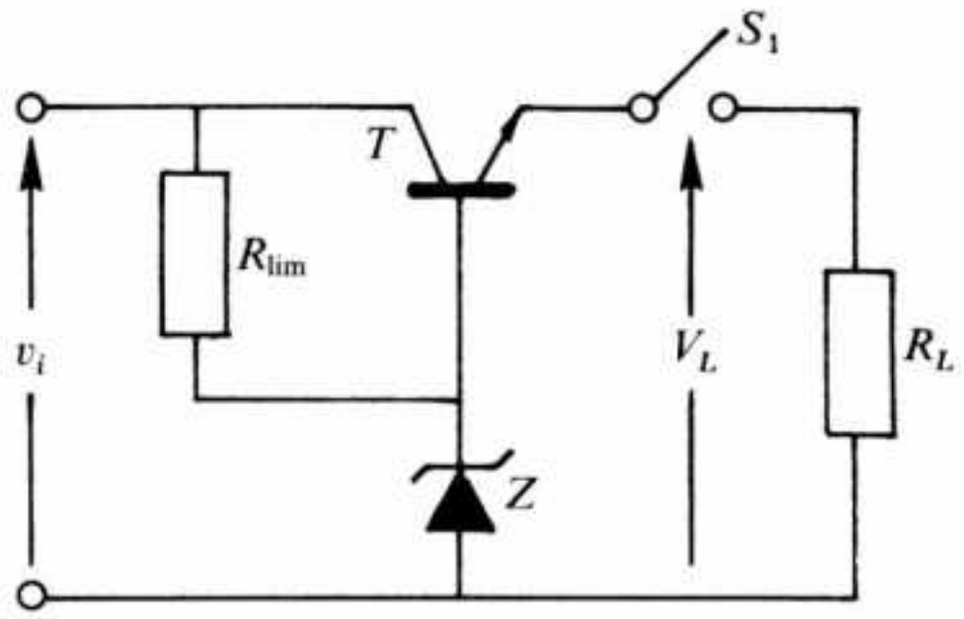
$$P_{R\,lim} > \frac{(v_{i\,máx} - V_Z)^2}{R_{lim}} = \frac{(16{,}5 - 10)^2}{510} = 83 \text{ mW}$$

de nuevo obtenemos el valor normalizado, resultando $P_{R\,lim} = 1/4$ W

$$P_Z > \left(\frac{v_{i\,máx} - V_Z}{R_{lim}} - I_{B\,min}\right) V_Z = \left(\frac{16{,}5 - 10}{510} - 0\right) \cdot 10 = 127 \text{ mW}$$

normalizado $P_Z = 400$ mW.

Los valores anteriormente calculados están representados en la Figura 12.4.



T = BD137
Z = BZY88-C10
R_{lim} = 510 Ω, 1/2 W
R_L = 200 Ω

Figura 12.4. Valores obtenidos de los cálculos de la f.a. estabilizada.

12.4. PROCESO OPERATIVO

1. Conectar el circuito de la Figura 12.4. El interruptor S_1 está en posición de abierto, y v_i = 13,5 V.
2. Medir los valores de I_L y de V_L y anotarlos en la Tabla 12.1.
3. Cerrar S_1, medir y anotar en la Tabla 12.1 los nuevos valores de I_L y de V_L.
4. Hacer v_i igual a 16,5 V. Repetir los puntos 2 y 3.
5. Calcular el porcentaje de regulación del estabilizador.

Tabla 12.1.

v_i = 13,5 V		
	I_L	V_L
S_1 abierto		
S_1 cerrado		

CUESTIONES

1. ¿Qué diferencia existe entre una f.a. simple y una estabilizada?
2. ¿Cuál es la característica fundamental de las f.a. regulables?
3. En un estabilizador tenemos que $v_i = v_o$. Razonar si ello es posible.
4. Explicar el comportamiento de una f.a. estabilizada cuando la tensión de entrada aumenta.
5. Diseñar una f.a. estabilizada para alimentar una carga a 10 V, sabiendo que la potencia consumida variará entre 1 y 2 W. La variación máxima de la tensión de red será de ±20 por 100.

CONCLUSIONES

- Los circuitos que, partiendo de la tensión de red, transforman la c.a. en c.c. se llaman fuentes de alimentación.
- Las f.a. pueden ser de tensión o de intensidad, siendo las primeras las más utilizadas.
- Las f.a. de tensión pueden dividirse en simples o estabilizadas, según que la tensión dependa o no de factores de carga y variaciones de la tensión de entrada.
- Las f.a. regulables son aquéllas en que la tensión de salida es variable dentro de ciertos márgenes.
- Los estabilizadores con zéner y transistor son ampliamente utilizados, debido a su flexibilidad, fiabilidad, fácil diseño y bajo coste.

PRACTICA 13

Fuentes de alimentación regulables

13.1. INTRODUCCION

Tal como se dijo en la Práctica 12, existen dos tipos fundamentales de f.a. regulables:

- Simples.
- Estabilizadas.

Las segundas se diferencian de las primeras en que incorporan un diodo zéner, consiguiendo que en todo momento la tensión de salida permanezca casi constante. En ambos tipos se emplea, casi exclusivamente, la regulación serie, debido a la menor pérdida de potencia que producen.

13.2. DESCRIPCION BASICA

El esquema de bloques de la f.a. regulable se muestra en la Figura 13.1. Pasemos a ver la función básica de cada uno de estos bloques.

1. **Elemento de muestreo.** Toma parte de la tensión de salida v_o y se la proporciona al elemento comparador. Suele estar constituido por un potenciómetro.
2. **Elemento de referencia.** Su objetivo es mantener una tensión fija de referencia para el comparador. Este bloque consta de un diodo zéner y una resistencia en las estabilizadas, y de un condensador en las simples.
3. **Elemento comparador.** Compara las tensiones producidas por los bloques anteriores, amplificando la diferencia y produciendo una señal de salida, llamada tensión de error. Suele estar constituido por un transistor en la configuración de emisor común, siendo sustituido en las f.a. más modernas por un amplificador operacional.
4. **Amplificador de error.** Amplifica la corriente de la señal producida por el comparador hasta niveles adecuados para atacar al elemento de control. Consta de un transistor en colector-común, aunque en muchas ocasiones la corriente de salida del comparador es suficiente para este fin, suprimiéndose este bloque.

5. **Elemento de control.** Es un bloque conectado en serie con la carga, y su función es la de compensar las variaciones de la tensión de entrada o de la corriente de carga, variando su propia caída de tensión mediante la interpretación adecuada de la señal de error que se le introduce en la entrada. En las f.a. serie está constituido por un transistor en colector-común, siendo su resistencia de emisor la de la propia carga.

6. **f.a. simple.** Ya conocida por prácticas anteriores, su misión es la de suministrar la tensión de entrada del regulador.

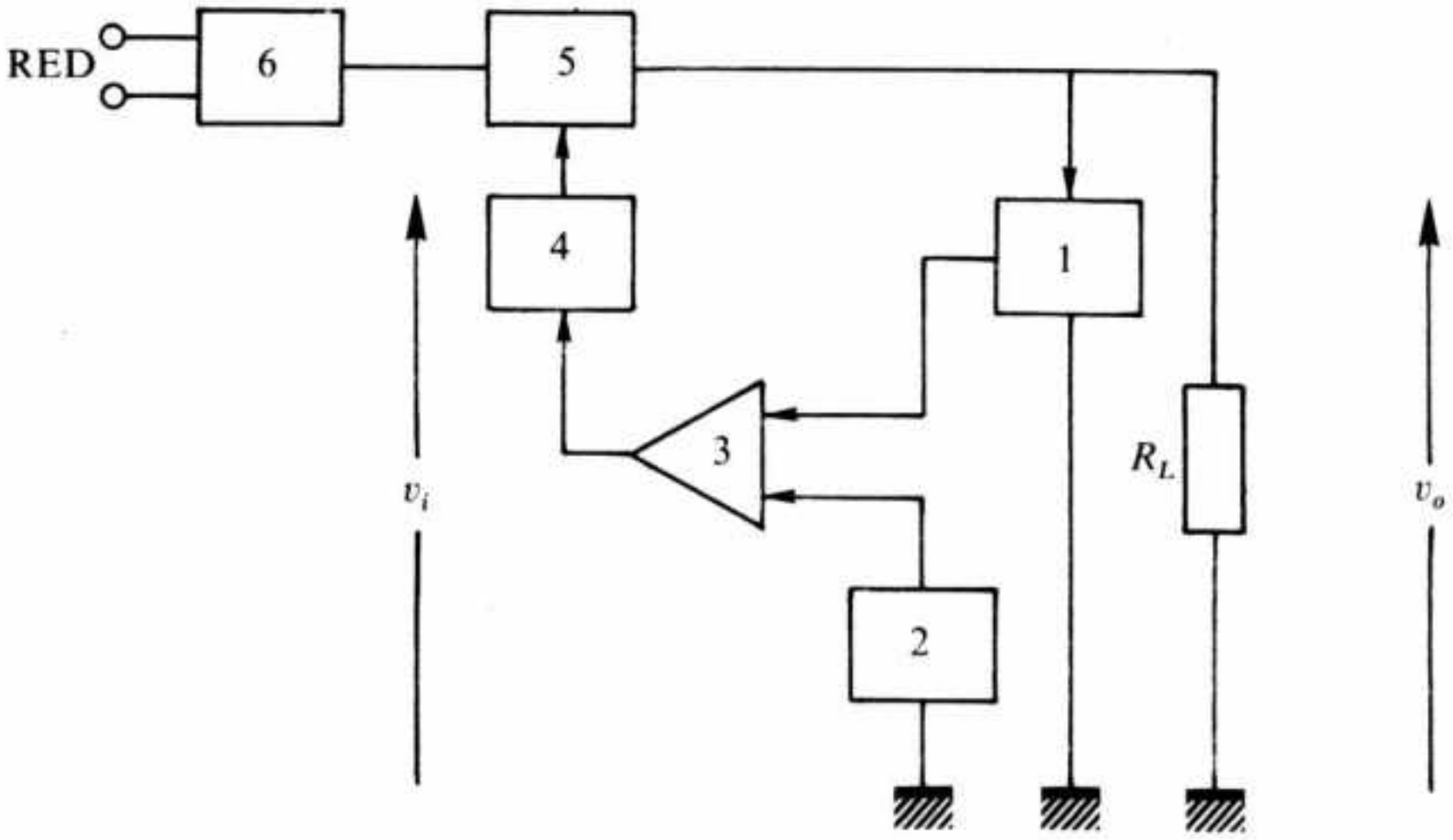


Figura 13.1. Diagrama de bloques de una f.a. regulable.

Una vez vista la función básica de cada bloque, pasemos a ver el funcionamiento en detalle de cada uno de los dos tipos de f.a. regulable.

13.3. FUNCIONAMIENTO

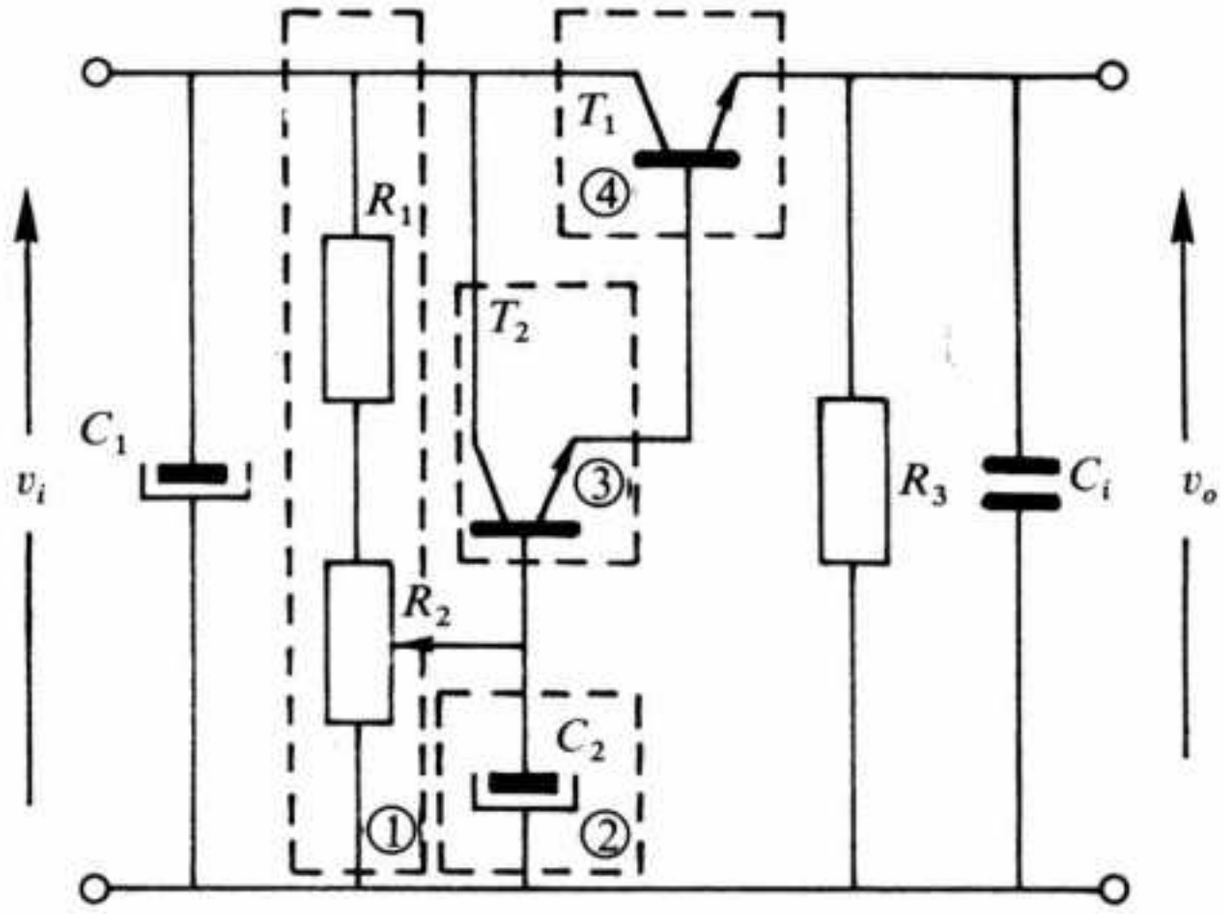
■ Fuente de alimentación regulable simple

En la Figura 13.2 se representa el esquema de una f.a. regulable simple, en la cual se ha marcado con línea de trazos cada uno de los bloques de que consta.

El condensador C_1 sirve como filtro adicional de la f.a. simple, lo cual nos proporciona un mejor filtrado de la corriente alterna rectificada.

El conjunto formado por R_1-R_2 constituye un divisor de tensión y, según la posición del cursor del potenciómetro, C_2 se cargará a una fracción mayor o menor de la tensión de entrada. Obsérvese que la constante de tiempo de carga de C_2 es relativamente pequeña, con lo cual el condensador se cargará a la tensión del divisor rápidamente. Ahora bien, la tensión V_{C_2} es la tensión de polarización de base de T_2, que está en la configuración de colector-común, con lo cual la tensión de su emisor será la misma V_{C_2} menos la caída de tensión del diodo base-emisor, es decir, aproximadamente $V_{C_2} - 0{,}7$ V.

El transistor T_1 también está en colector-común: por un razonamiento análogo al anterior se llega a la conclusión de que la tensión de su emisor, que es igual a v_o, será la de $V_{C_2} - 1{,}4$ V.



T_1 = BD137
T_2 BC548
C_1 = 220 μF
C_2 = 100 μF
C_3 = 100 nF
R_1 = 470 Ω, 1/2 W
R_2 = 2 k 5 Ω, 1/2 W
R_3 = 3 k 3 Ω, 1/2 W
v_i = 15 V

① Elemento de muestreo.
② Elemento de referencia-comparador.
③ Amplificador de error.
④ Elemento de control.

Figura 13.2. Fuente de alimentación regulable simple.

La resistencia R_3 actúa como resistencia de carga de elevado valor, proporcionando así un camino de paso para la corriente de emisor de T_1 cuando R_L no está presente, que asegura la descarga de los condensadores de filtro cuando la f.a. se desconecta de la red.

El condensador C_3 proporciona una protección eficaz de la R_L ante posibles impulsos transitorios de la v_i, ya que el condensador ofrece una menor impedancia a este tipo de impulsos.

Veamos el comportamiento de este tipo de f.a. ante variaciones de entrada y salida; para ello dividiremos su funcionamiento en dos partes:

a) Variación de v_i, supuesta constante R_L.
b) Variación de R_L, supuesta constante v_i.

• Variación de v_i, supuesta constante R_L

Si v_i aumenta, la tensión de carga de C_2 también aumentará; este aumento es, prácticamente, instantáneo debido a la baja constante de tiempo de carga del condensador, con lo cual se aumenta la polarización de base de T_2 y, por tanto, su tensión de emisor, polarizando más la base de T_1 y reduciendo éste, en consecuencia, su tensión, V_{CE}, con el consiguiente aumento de la tensión v_o.

El esquema de funcionamiento es análogo para una disminución de la tensión v_i, siendo contrarias las variaciones producidas.

• Variación de R_L, supuesta constante v_i

Al igual que en el caso anterior, si se produce una disminución de la R_L, se experimenta un aumento de la corriente de carga y, en consecuencia, una disminución de la tensión v_o.

Como el condensador C_2 se ha cargado a un determinado valor de tensión y la impedancia de entrada de un transistor en colector común es muy elevada, la descarga de

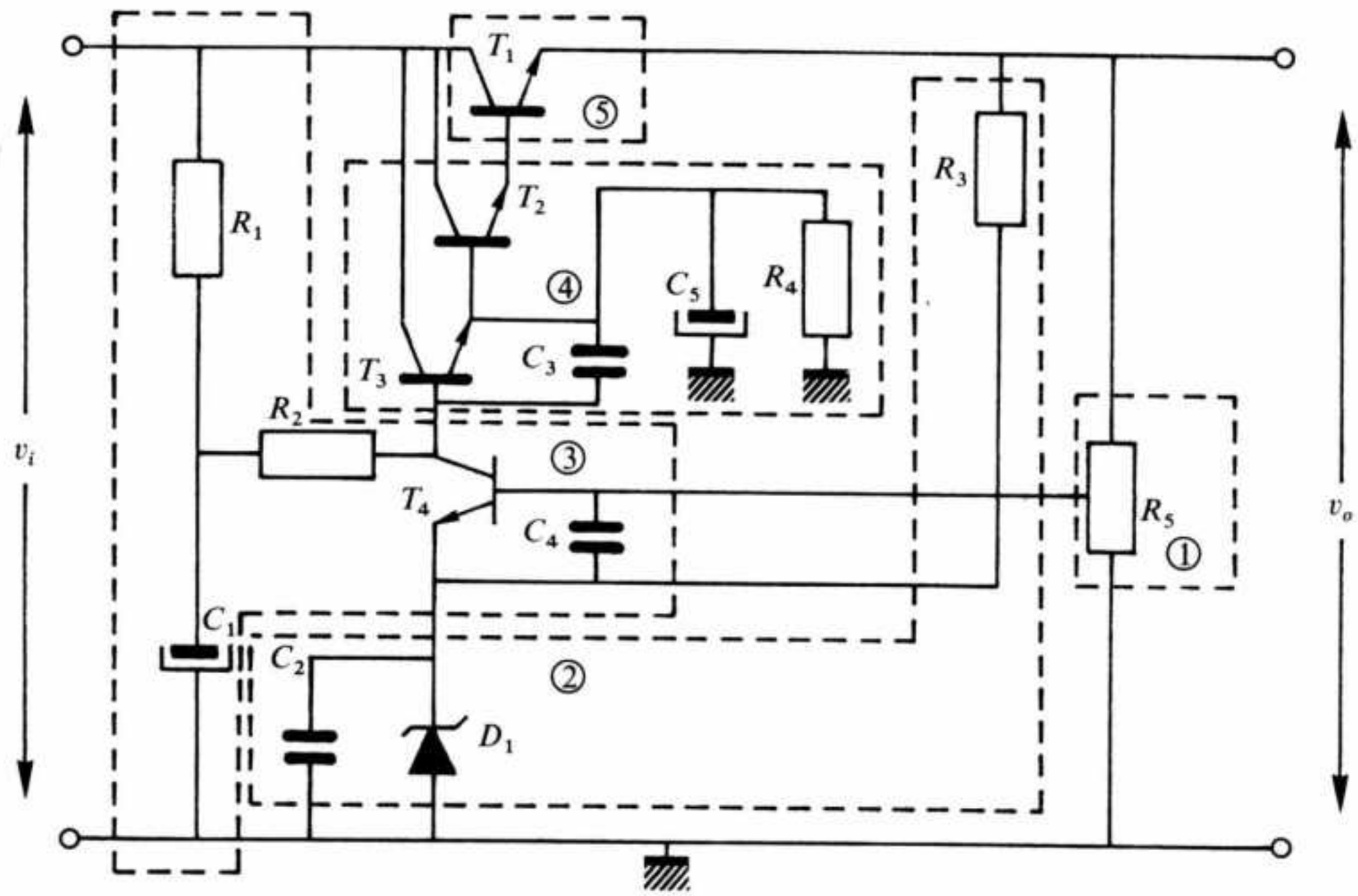
C_2 se producirá muy lentamente, con lo cual la tensión v_o permanecerá casi constante al no haber variado la entrada, a pesar de haber disminuido R_L. Lógicamente, si la disminución de R_L se prolonga durante un tiempo suficiente, la tensión v_o sufrirá una disminución debido a la descarga del condensador.

En el caso de que se produzca un aumento de la resistencia R_L, la respuesta del circuito es análoga a la anterior, invirtiendo el sentido de las variaciones.

Como se ha visto en los apartados anteriores, la tensión de salida de la f.a. es poco estable sobre su valor ajustado mediante R_2, lo cual era previsible por el hecho de ser este tipo de fuente simple, y no tener elementos adicionales de *estabilidad* de la tensión v_o.

■ Fuente de alimentación regulable estabilizada

Un esquema de este tipo de f.a. se muestra en la Figura 13.3, en la que se ha señalado con línea discontinua cada uno de los bloques de que consta y en la que se observa la sustitución del condensador del elemento de referencia del circuito anterior por un zéner y una resistencia.



T_1 = 2N3055
T_2 = BD137
T_3 = T_4 = BC548
D_1 = 6V8
D_2 = 1N4007
R_1 = 1 k 5 Ω, 1/2 W
R_2 = 1 kΩ, 1/2 W
R_3 = 330 Ω, 1/2 W
R_4 = 2 k 2 Ω, 1/2 W
R_5 = Ajustable 10 kΩ
C_1 = 100 μF
C_2 = 22 nF
C_4 = C_3 = 1 nF
C_5 = 4,7 μF

① Elemento de muestreo.
② Elemento de referencia.
③ Elemento comparador.
④ Amplificador de error.
⑤ Elemento de control.

Figura 13.3. Fuente de alimentación regulable estabilizada.

Para comprender mejor el funcionamiento de este tipo de f.a. veremos, en primer lugar, la función de unos cuantos componentes.

— *Las resistencias* R_1 *y* R_2, en serie, forman la resistencia de colector de T_4 y están desacopladas, en su punto de unión, por el condensador C_1 ante posibles transitorios. A efectos prácticos, las consideraremos como una sola resistencia R_{1-2}.

— *La resistencia* R_4 es la resistencia de carga de T_3, el cual se encuentra en la configuración de colector-común. Ahora bien, dicha carga puede, igualmente, considerarse como T_2 y, por tanto, se puede suprimir la resistencia. El condensador C_5 que desacopla en alterna a R_4 puede no ser tenido en cuenta para una idea básica de funcionamiento. Por el mismo motivo C_2, C_3 y C_4 que desacoplan a diversos componentes pueden, también, no ser tenidos en cuenta, ya que nos interesan las condiciones de funcionamiento del circuito en continua.

— *Los transistores* T_2 *y* T_3, ambos en colector-común, forman el amplificador de error. Su función de amplificación puede representarse como un solo transistor (T_{2-3}), ya que en ambos casos la ganancia de tensión es próxima a la unidad.

Según todo lo anterior, el esquema reducido queda como se muestra en la Figura 13.4, la cual nos servirá como punto de referencia en el estudio del funcionamiento de la f.a. En ella, también, se han representado los distintos bloques de que consta mediante línea discontinua.

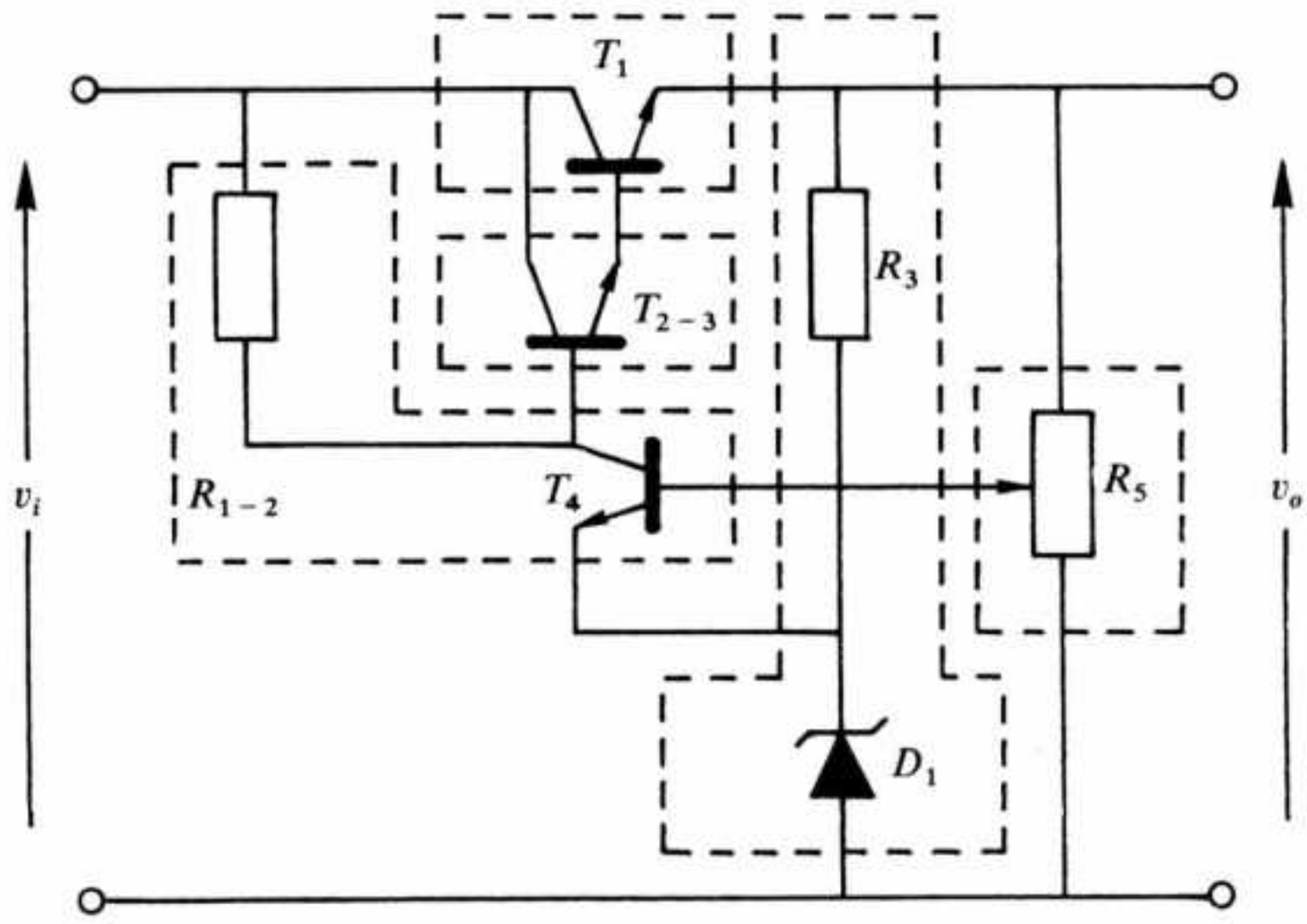


Figura 13.4. Esquema simplificado de la f.a. regulable estabilizada.

En condiciones normales, el emisor del T_4 está a un potencial constante e igual a $V_{zéner}$. Según cómo situemos el cursor del potenciómetro se polarizará más o menos la base de T_4, que conducirá más o menos. Su tensión de colector menos, aproximadamente, 2,1 V, correspondientes a los diodos base-emisor de T_1, T_2 y T_3, será la tensión de salida v_o. Como se observa, la variación de la tensión de salida se logra variando el potenciómetro y por tanto es una f.a. regulable, aunque la tensión mínima nunca podrá llegar a ser cero, sino aproximadamente la tensión del zéner.

Como en situaciones anteriores, veamos el comportamiento del circuito ante posibles variaciones de la entrada o de la carga.

• Variación de v_i, supuesta constante R_L

Supongamos inicialmente una disminución de v_i. Como en la base de T_1 no ha cambiado nada, en principio, una disminución de v_i se refleja en una disminución de la tensión v_o debido a que la tensión V_{CE} del T_1 permanece al mismo valor anterior.

Ahora bien, si v_o disminuye, entonces en la base de T_4 también disminuye la tensión y se polariza menos, aumentando, por tanto, la tensión en su colector, lo cual provoca una mayor polarización de la base de T_{2-3} y, como consecuencia, una mayor tensión en su emisor, es decir, mayor tensión en base de T_1, lo cual hace que se polarice más a T_1 obligándole a disminuir su V_{CE}.

Recordemos que en la malla exterior se cumple que

$$v_o = v_i - V_{CE(T_1)} \qquad [1]$$

y como v_i ha disminuido, pero $V_{CE(T_1)}$ también ha disminuido, el resultado es que v_o permanece casi constante a su valor original.

De modo similar funcionaría si v_i aumentara en lugar de disminuir, en este caso aumentaría $V_{CE(T_1)}$.

• Variación de R_L, supuesta constante v_i

Para este caso, supongamos que R_L aumentara respecto de su valor original. Como la resistencia de paso colector-emisor de T_1 permanece constante en principio, esto significa una tendencia al aumento por parte de la tensión v_o, ya que el aumento de R_L implica una disminución de la corriente que sale de la fuente y, por tanto, de la $I_{E(T_1)}$.

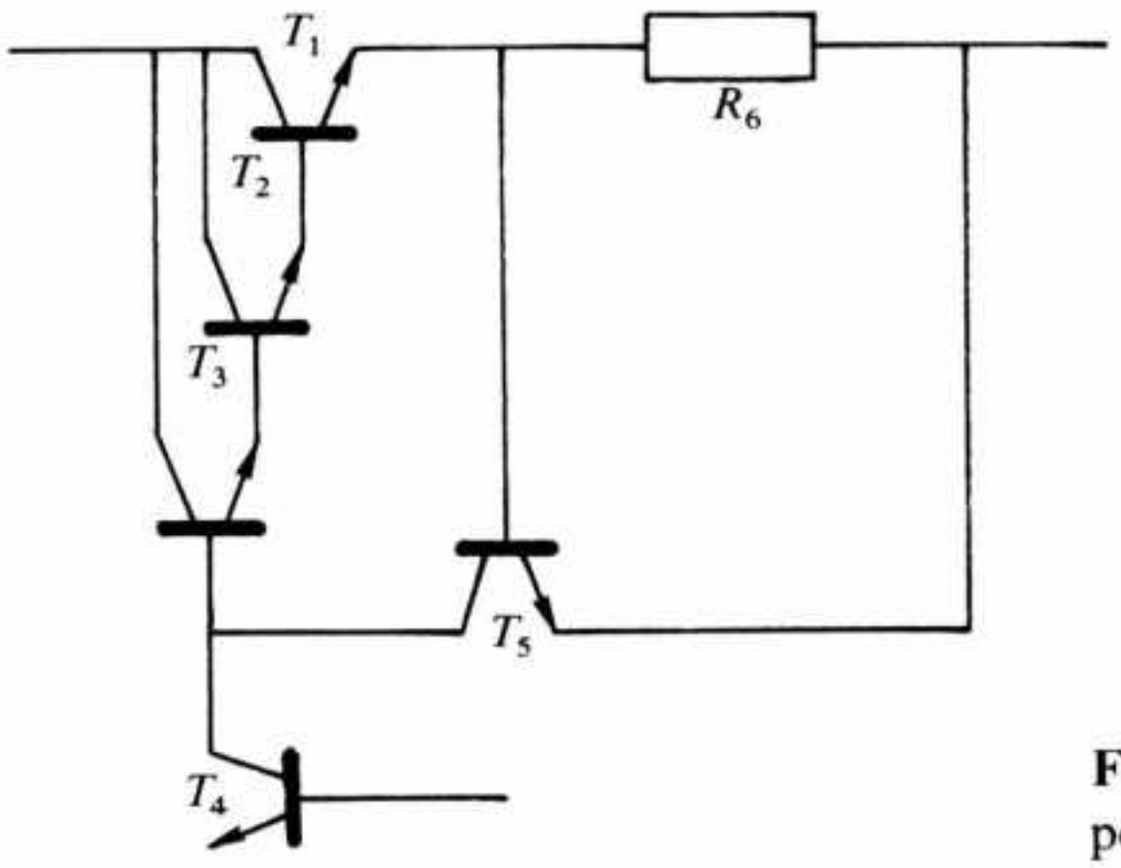
Pero si v_o aumenta de valor, también aumentará el valor de tensión de base de T_4, con lo cual se polariza más, y como consecuencia disminuye su tensión en colector. Esto último representa una disminución de la polarización de base de T_{2-3} y, por tanto, una disminución de su tensión de emisor, al estar en configuración de seguidor de emisor. Esta disminución de tensión en la base de T_1 hace que el transistor se polarice menos, provocando un aumento de la caída de tensión colector-emisor.

Viendo nuevamente [1] deducimos que, como v_i permanece constante, al tender v_o a aumentar, se ha producido un aumento de la $V_{CE(T_1)}$, con lo cual obliga a que v_o vuelva a su valor original.

En principio, suponemos unas variaciones iniciales en ambos casos, quedando pendientes sus correspondientes variaciones inversas, las cuales son idénticas a las anteriores intercambiando aumentos por disminuciones, por ello, no creemos interesante incluirlos.

Teniendo en cuenta lo anterior, una disminución de la R_L provoca una mayor corriente de emisor del T_1, y esto a su vez produce una disminución de la tensión V_{CE} con lo que se mantiene constante la tensión de salida. Desgraciadamente, este proceso nos es favorable para la estabilidad de la tensión de salida, pudiendo ser un arma de doble filo ante un posible cortocircuito de la carga, ya que no hay límite para la corriente de emisor y, por tanto, puede causar la destrucción de T_1.

Una posible solución para este problema es la que se muestra en la Figura 13.5, en la que se observa la inclusión en serie con la carga de una resistencia y de un transistor en configuración de emisor-común.



$R_6 = 0{,}5\ \Omega/2\ \text{W}$
$T_5 = \text{BC548}$

Figura 13.5. Limitador de corriente compuesto por T_5 y R_6.

Por estar R_6 en serie con la carga, la corriente de carga provocará una caída de tensión en aquella que polariza la unión base-emisor de T_5. Mientras la corriente de carga se mantenga por debajo de cierto nivel, la tensión desarrollada en R_6 será insuficiente para provocar la conducción de T_5. Si por cualquier circunstancia la carga disminuye excesivamente, en R_6 se obtiene una tensión superior a la tensión de codo del diodo base-emisor, pasando el transistor al estado conductor y circulando una corriente de colector. Esta corriente viene suministrada a través de R_1 y de R_2, aumentando la caída de tensión en estas resistencias y disminuyendo la tensión de base de T_3, lo que provocará que la resistencia de paso colector-emisor de T_1 aumente, limitando por tanto la intensidad de carga.

Como se ha visto, la inclusión de dos componentes ha supuesto una protección contra cortocircuitos de carga, al limitar a un valor máximo la corriente de salida, que no se debe confundir con regulación de la intensidad de carga, ya que en este caso la intensidad de carga máxima es fija y dependiente del valor de R_6.

13.4. PROCESO OPERATIVO

■ Fuente de alimentación regulable simple

1. Conectar el circuito de la Figura 13.2 a la salida del circuito de la Figura 2.3. La resistencia $R_L = 180\,\Omega/5\ \text{W}$.
2. Variar R_2 hasta su valor mínimo. Medir y anotar los valores de I_L y de v_o en la Tabla 13.1.
3. Repetir el punto anterior para el valor máximo de R_2.
4. Desconectar R_L del circuito. Repetir los puntos 2 y 3.
5. Calcular el porcentaje de regulación de la f.a. con los datos obtenidos anteriormente.

■ Fuente de alimentación regulable estabilizada

1. Conectar el circuito de la Figura 13.3 a la salida de un rectificador de doble onda, con secundario de 12 V y conectarle un condensador de filtro de 2200 μF.

2. Variar R_5 hasta obtener un valor de v_o de 10 V.
3. Medir las tensiones en los puntos indicados en la Tabla 13.2.
4. Conectar una $R_L = 120\ \Omega$, 10 W. Repetir el punto 3.
5. Mediante un autotransformador variable alimentar el primario del transformador a los porcentajes indicados en la Tabla 13.3. Medir y anotar el valor de la tensión v_o.
6. Cambiar la R_L a un valor de 47 Ω, 10 W.
7. Repetir el punto 5.
8. Incluir en el circuito la modificación de la Figura 13.5. Cambiar R_L a 9 Ω, 10 W. Alimentar el circuito al 100 por 100 de la tensión del primario. Medir y anotar el valor de v_o y de I_L en la Tabla 13.4. Calcular teóricamente la intensidad de carga sin limitador y compararla con la observada.
9. Con los datos obtenidos en la Tabla 13.3 construir una gráfica de la respuesta de la f.a. ante variaciones de la entrada.

Tabla 13.1.

$R_L = 180\ \Omega$		
	I_L	v_o
R_2 = mín		
R_2 = máx		

Tabla 13.2

	R_L = infinito	$R_L = 120\ \Omega$
V_{C_1}		
V_{E_1}		
V_{B_4}		
V_{C_4}		
V_{E_2}		
V_{E_3}		
V_Z		

Tabla 13.3.

	5 %	10 %	25 %	40 %	55 %	70 %	80 %	90 %	100 %	110 %
$R_L = 120\,\Omega$										
$R_L = 47\,\Omega$										

Valores de la tensión en primario v_o

Tabla 13.4.

	v_o	I_L
Teórico		
Medido		

CUESTIONES

1. ¿Qué bloque o bloques diferencian a una f.a. regulable simple de una estabilizada?
2. ¿Cuál es la misión del elemento comparador?
3. ¿Qué elemento(s) compone(n) el elemento de control?
4. ¿Cuál es la desventaja de la f.a. simple respecto de la estabilizada?
5. Razonar las variaciones sufridas por una f.a. regulable estabilizada en caso de aumento de v_i.

CONCLUSIONES

- Las f.a. regulables se dividen en simples y estabilizadas. Las primeras se diferencian de las segundas en que la tensión de salida no es constante, ante las variaciones de la carga y la tensión de entrada.
- El elemento de control es el bloque más importante al compensar las variaciones de entrada o de carga.
- El componente que mejora la estabilidad de una f.a. es el zéner en serie con una resistencia.
- En las f.a. se utiliza la regulación serie casi exclusivamente debido a la menor pérdida de potencia.
- La limitación de intensidad se logra mediante la inclusión de una resistencia en serie con la salida y un transistor que conduce debido a la caída de tensión en dicha resistencia.